radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Leistungstransistor-Tester

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
SEPTEMBER 1963
17

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28-31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR.
Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

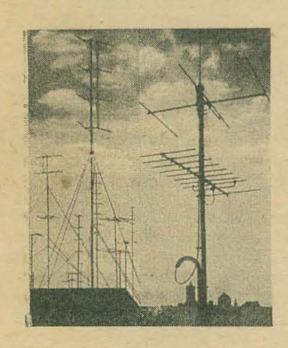
Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

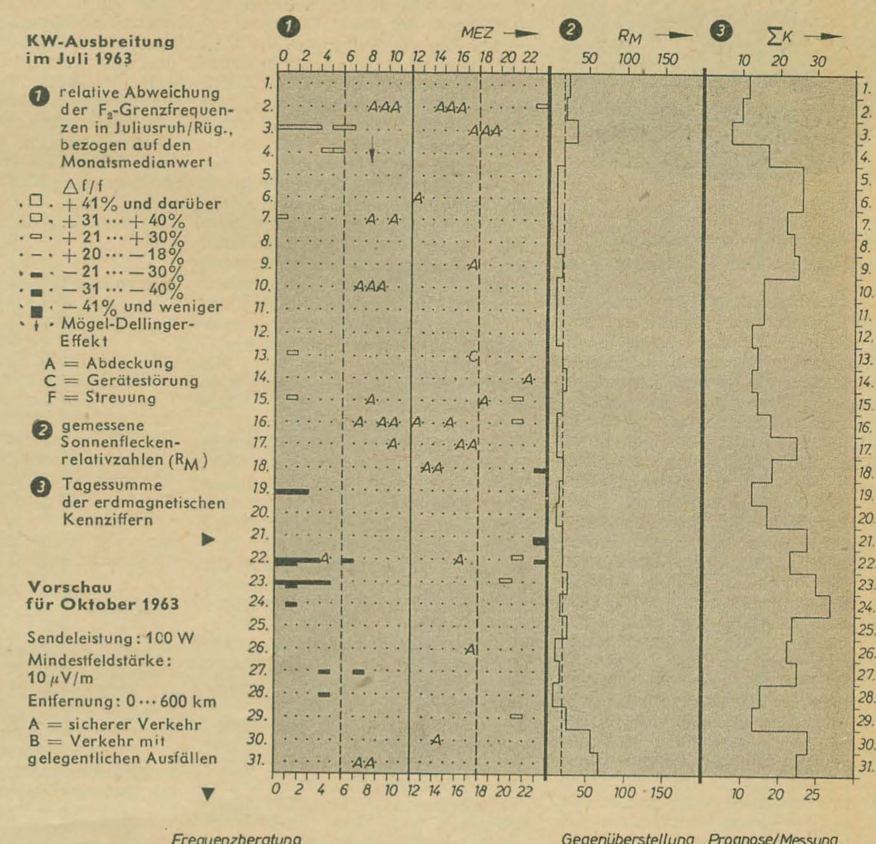


Titelbild:

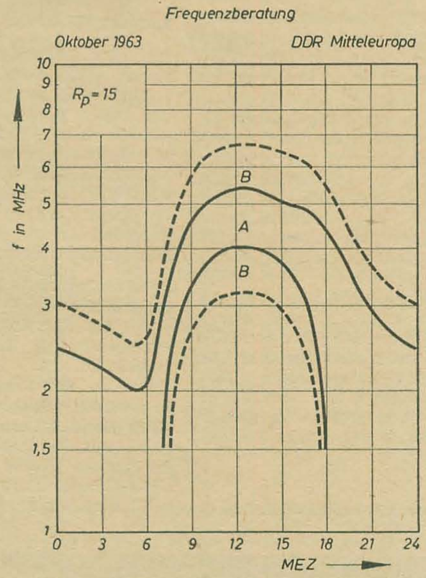
Unser Bild zeigt rechts eine vom VEB Elektromontage in der Berliner Karl-Marx-Allee errichtete Gemeinschaftsantenne, die allein den Antennenwald links im Bild ersetzen könnte. Über theoretische und praktische Probleme von Gemeinschaftsantennenanlagen lesen Sie auf Seite 524.
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Juli 1963 und Vorschau für Okt. 1963

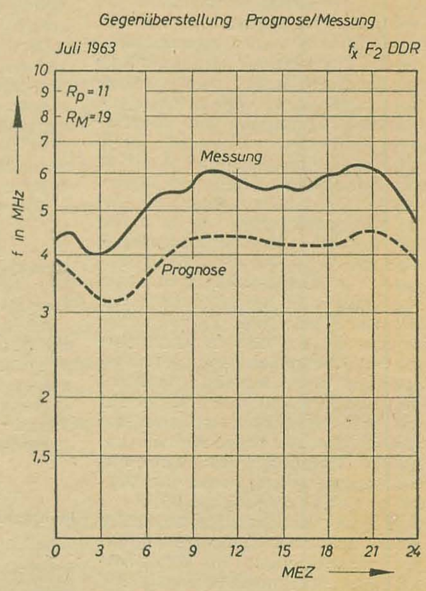
Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

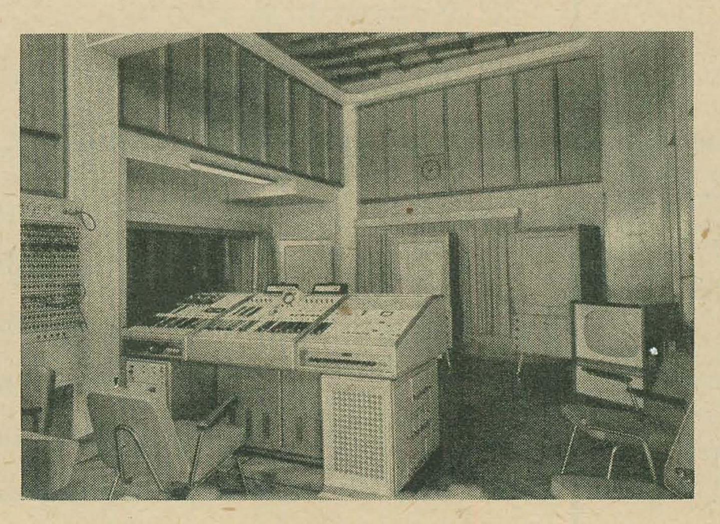
- Rho-Theta-Navigationsverfahren
- Ein Transistorempfänger für das 4-m-Verkehrsfunkband
- Ausführungsformen und Anwendungsbeispiele frequenzunabhängiger Antennen
- Der ZF-Verstärker des Fernsehempfängers
- Mischverstärker mit Mikrofonvorverstärker
- Transistorzeitschalter für eine Belichtungsschaltuhr



HF-Stereofonieversuchssendungen der Deutschen Post

Das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Bereich Rundfunk und Fernsehen, hatte am 2. August 1963 zur Vorführung einer hochfrequenten Stereoübertragung eingeladen. Sie vermittelte einen guten Eindruck der im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt der Deutschen Post seit längerer Zeit sehr intensiv betriebenen Arbeiten über die Probleme des Stereorundfunks.
Der erste interne Stereosendeversuch des RFZ fand bereits im Juni 1961 statt [siehe radio und Fernsehen 10 (1961) H. 16 S. 494]. Damals war das sogenannte Puls-Amplituden-Modulations-Sendeverfahren (PAM) untersucht und erprobt worden. Mit dem PAM-Verfahren war man zwar in der Lage, die Stereosignale in ausreichender Qualität zu übertragen (die Übersprechdämpfung im mittleren Frequenzbereich war größer als 30 dB), es konnte aber nicht die ebenfalls vorliegende Forderung, anstelle von zwei Stereosignalen zwei voneinander unabhängige Programme (z. B. zwei fremdsprachige oder zwei verschiedene Bezirksprogramme) zu übertragen, realisiert werden. Im RFZ wurde daher nach einer Analyse der zahlreichen möglichen Sendeverfahren das sogenannte AM-Hilfsträgerverfahren als das mit am besten geeignete ausgewählt und im Dezember 1962, nach längeren Voruntersuchungen, gemeinsam mit dem Zentrallabor für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik (ZRF), Dresden, eine längere Versuchsperiode (Meßfrequenzen und Musikaufnahmen) durchgeführt. Einen Verkoder für das AM-Hilfsträgerverfahren sowie speziell für Stereobetrieb geänderte Empfangsgeräte hatte das ZRF entwickelt bzw. für die Versuche zur Verfügung gestellt.
Seit dieser Zeit wurden mit Hilfe eines automatischen Meßsignalgebers und einem im RFZ entwickelten Verkoder Stereosignale über einen UKW-Sender ausgestrahlt, anfangs nach dem PAM-Verfahren, mit dem zahlreiche Übertragungsbedingungen studiert werden konnten, später nach dem AM-Hilfsträgerverfahren, das zunehmend internationale Bedeutung gewinnt.
Inzwischen wurde im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide ein Experimental-Mehrkanalregieraum (s. Bild) eingerichtet, um die niederfrequenztechnischen Überlegungen, die ebenfalls seit längerem im RFZ angestellt werden, anhand praktischer Verfahrensuntersuchungen und Musikversuchsaufnahmen nachprüfen zu können. Von diesem Stereoregieraum, der durch ein spezielles Leitungspaar direkt mit dem für die Versuche benutzten UKW-Sender verbunden ist, wurden die Stereoaufnahmen zu der Vorführung am 2. 8. 1963 zum Sender überspielt. Für die Versuche der gegenwärtigen Sendeperiode wurden den Verkodungseinrichtungen des RFZ und des ZRF Dresden benutzt. Der Verkoder des RFZ ist für verschiedene Stereoverfahren (PAM-, Polarmodulations-, FCC-Verfahren) einstellbar. Das Stereosignal wurde sowohl mit Empfängern, deren Bandbreite entsprechend verbreitert worden war, als auch mit einem im RFZ entwickelten speziellen Stereokontrollempfänger aufgenommen. Die für die Empfänger benutzten Dekoder (transistorisiert) waren vom ZRF Dresden entwickelt worden. Die Übersprechdämpfung ist dabei im gesamten Frequenzbereich für Stereowiedergabe völlig ausreichend (≥ 40 dB). Für Zweiprogrammbetrieb ist noch ein zusätzliches Filter erforderlich (diese Technik war jedoch nicht Gegenstand der Vorführung). Die Wiedergabe erfolgte wahlweise mit Studioabhöreinrichtungen bzw. handelsüblichen Stereolautsprecherboxen. Wie die Gegenüberstellung der vom Studio direkt übertragenen und der über den Sender empfangenen Bandaufnahmen überzeugend zeigte, haben sowohl Übertragungsqualität wie auch Kompatibilität bereits einen sehr hohen Stand erreicht. Da jedoch die Bemühungen um eine internationale Standardisierung des geeigneten Verfahrens noch nicht abgeschlossen sind, sind Diskussionen über den Termin der Einführung des Stereorundfunks zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch verfrüht. In den Laboratorien des RFZ und ZRF wird daher die Zeit genutzt, um weiter an der Vervollkommnung des Systems zu arbeiten.
So sind z. B. noch Messungen an den verschiedensten (vorhandenen) Rundfunkempfängern erforderlich, um die Auswirkungen z. B. von Verzerrungen und Störgeräuschen des Stereosignals beim kompatiblen Empfang mit normalen Geräten feststellen zu können.
Der Deutschen Post wird es erst nach der Festlegung eines internationalen Standards für das HF-Verfahren möglich sein, die einzelnen UKW-Sendestellen mit Stereoverkodern zu versehen. Ferner ist es zur Versorgung der gesamten DDR mit einem Stereoprogramm erforderlich, das im Aufbau befindliche Richtfunkstreckennetz, das die einzelnen UKW-Sender verbinden wird, fertigzustellen. Die Vorführungen und der dabei dokumentierte technische Stand vermittelten die Gewißheit, daß die Vorarbeiten der Deutschen Post und der Industrie in Vorbereitung des Stereorundfunks in bestem Gange sind. Da noch andere Verfahren zur Wahl stehen, ist es nach Ansicht der Deutschen Post nicht zweckmäßig, die Stereosendeversuche schon jetzt auf einen größeren Teilnehmerkreis auszudehnen.

Mehrkanal-Versuchs-Regieeinrichtung





Neue UKW-Sender

Dequede

Mit der Inbetriebnahme zweier neuer UKW-Sender auf der Betriebsstelle Dequede wurde der Betrieb des UKW-Senders Burg (94,9 MHz) eingestellt. Diese Frequenz wird zukünftig von der Betriebsstelle Dequede abgestrahlt. Ab 3. 8. 1963 werden von der Betriebsstelle Dequede folgende Programme des Deutschen Demokratischen Rundfunks abgestrahlt:

DS-Programm über UKW-Sender Dequede I
auf der Frequenz 96,9 MHz
Programm BR über UKW-Sender Dequede II
auf der Frequenz 98,9 MHz
Programm Radio DDR I über UKW-Sender Dequede III
auf der Frequenz 89,4 MHz
Programm Radio DDR II über UKW-Sender Dequede IV
auf der Frequenz 94,9 MHz

Leipzig-Wiederau

Mit der Inbetriebnahme zweier neuer UKW-Sender auf der Betriebsstelle Leipzig-Wiederau wurden die provisorischen UKW-Standorte Hochhaus-Leipzig (96,6 MHz) und Roitzsch (88,45 MHz) aufgelöst. Ab 13. 8. 1963 werden von der Betriebsstelle Leipzig-Wiederau folgende Programme des Deutschen Demokratischen Rundfunks abgestrahlt:

DS-Programm über UKW-Sender Leipzig I
auf der Frequenz 96,6 MHz
Programm BR über UKW-Sender Leipzig II
auf der Frequenz 90,4 MHz
Programm Radio DDR I über UKW-Sender Leipzig III
auf der Frequenz 88,45 MHz
Programm Radio DDR II über UKW-Sender Leipzig IV
auf der Frequenz 93,85 MHz

Halbleiterbauelemente in der Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik

Dieses Thema behandelt eine Fachtagung, die das Institut für Halbleitertechnik Teltow am 3. und 4. Oktober in Weimar zusammen mit der KDT, Bezirksleitung Gera, veranstaltet. Der Vortragsplan sieht folgende Themen vor:

Dipl.-Ing. Schröder: Mischverhalten von Drifttransistoren im Frequenzgebiet um 100 MHz
Dipl.-Ing. Kämpfer: Über die Anwendung von Transistoren in Tunern von Fernsehempfängern
Dipl.-Ing. Rathmann: Zwischenfrequenzverstärker mit Transistoren in Rundfunkempfängern
Ing. Zahlmann: Niederfrequenzverstärker mit Transistoren
Ing. Ernst: Erfahrungen mit Halbleitern im Taschenempfänger „Mikki"
Ing. Gerhard Fischer: Selektiver Bild-ZF-Verstärker mit Transistoren
Dipl.-Ing. Ingeborg Groß: Breitbandige Verstärker mit Transistoren
Dipl.-Ing. Baumann: Kennwerte des OC 880 bis 883 und ihre Messung
Einladungskarten sind bei der KDT, Bezirksleitung Gera, Gera, Humboldtstr. 13, anzufordern.

Spezialhochfrequenzkabel

Die Hackethal-Draht- und Kabelwerke AG, Hannover, hat ein neuartiges Hochfrequenzkabel herausgebracht, das eine gute mechanische Festigkeit besitzt. Der Innenleiter des Kabels ist schaumstoffisoliert und dadurch sehr biegsam. Der mechanische Aufbau dieser Cellflex-Kabel ist für alle Durchmesser einheitlich. Der Innenleiter besteht, je nach den Abmessungen, entweder aus Kupferdraht oder Kupferrohr; ein Kupferwellmantel dient als Außenleiter. Ein verlustarmer Polyesterschaumstoff wird als Dielektrikum verwendet. Hierin ist der Kupferinnenleiter eingebettet. Die Dämpfung bei diesem Kabel ist äußerst gering. Durch den Kupferwellmantel erhält das Kabel eine hohe Biegsamkeit und läßt sich deshalb leicht installieren. Es läßt Biegehalbmesser von etwa dem fünffachen Kabelaußendurchmesser zu.

▼ **Gleichrichter mit organischen Halbleitern** wurden erstmalig in der Welt von sowjetischen Wissenschaftlern entwickelt. Vorläufig sind solche Gleichrichter noch nicht sehr leistungsfähig. Man hofft aber, daß sich dieser Wissensbereich rasch entwickelt und in zwei bis drei Jahren Ergebnisse von praktischer Bedeutung vorliegen.

▼ **Mit Siliziumtransistoren,** deren beide Grenzschichten so aufgebaut sein sollen, daß die eine einen Tunneleffekt, die andere eine Laserwirkung ergibt, experimentiert man in den USA.

▼ **In Molekulartechnik** ist ein 3-W-Fonoverstärker für zivile Zwecke von der amerikanischen Firma Westinghouse entwickelt worden, der in der Kapsel eines normalen 10-W-Transistors Platz findet. Der Frequenzbereich wird mit 50···15 000 Hz ± 1,5 dB angegeben.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 1. SEPTEMBERHEFT **17** 1963

Vom Wesen der Information

Prof. Dr.-Ing. HANS FRÜHAUF

Wir bringen Auszüge aus dem Festreferat, das Prof. Dr.-Ing. Hans Frühauf auf der 10. Tagung der Elektrotechniker in Weimar hielt. Der Wortlaut des Referates erscheint im Heft 10 der Zeitschrift „Nachrichtentechnik".

Das Wort „Information" hat im Sprachgebrauch des täglichen Lebens einen anderen Inhalt, eine andere Bedeutung, als in der Wissenschaft. Im täglichen Leben ist eine Information eine Auskunft, eine Mitteilung, eine Aufklärung oder eine Belehrung etwa in der Form einer mündlichen oder schriftlichen Unterrichtung oder vielleicht auch in Form eines Briefes oder einer Zeitungsnotiz. Im Bereich der Wissenschaft verknüpft der in ihr Tätige mit dem Wort „Information" schon eine sehr beachtliche Fülle von Vorstellungen und Begriffen. Im Bereich der Naturwissenschaft und Technik wird z. B. der Fernsehspezialist, der die Probleme der Gewinnung, der Übertragung oder Wandlung von Fernsehinformation untersucht, wie jeder andere Fachmann, den Begriff „Information" dem Bereich seines Wissenschaftsgebietes angepaßt verwenden. Dieser wird sich von dem beispielsweise des Mikrobiologen wahrscheinlich beachtlich unterscheiden, wenn er sich etwa mit der Frage befaßt, wie in den Aminosäuren Information gespeichert werden kann, wie ihre Entstehung zu erklären ist, welche Wandlungen sie erfährt und wie sich mit ihrer Hilfe der Prozeß der Informationsübertragung abspielt, den wir Vererbung nennen. In beiden Fällen liegen wichtige Fragestellungen an die Theorie der Informationsübertragung vor.

Der „naturwissenschaftlich-technische Informationsbegriff" umfaßt offenbar alle jene Einwirkungen oder Signale, die von einem bestimmten Materialsystem aus der dieses System umgebenden Umwelt aufgenommen werden. Dieses Materialsystem kann eine Maschine, ein Nachrichtensystem, ein Mensch oder dessen Nervensystem sein. Zwangsläufig stößt man aber auch auf solche Materialsysteme, wenn man die Frage zu klären sucht, wie Organe zu Organismen oder Organismen zu Verbänden werden. Sicher sind die Teile eines solchen Systems nicht unabhängig voneinander, und im allgemeinsten Fall beruht ihr gegenseitiges Zusammenwirken auf dem Austausch von Materie, Energie und Information. Die Lebensmöglichkeit ist mit dem Austausch von Materie und Energie verknüpft, während zur Schaffung und Aufrechterhaltung des organisierten Systems der Austausch von Information notwendig ist. Natürlich ist es gegebenenfalls auch möglich, Information in einem solchen System zu speichern, zu verarbeiten und dann über einen Informationskanal in ein zweites System zu „transportieren".

Damit sind aber die Probleme der Informations- oder Nachrichtenübertragung, gleich um welche Art von Information oder Nachricht es sich handelt, auch als Transportprobleme angesprochen. Die Nachricht wird von einer Stelle, der „Sendestelle", nach einer anderen Stelle, der „Empfangsstelle", transportiert. Es lohnt sich, die Frage zu untersuchen, was denn im vorliegenden Falle eigentlich übertragen oder „transportiert" wird.

Der Vorgang der Informationsübertragung ist dadurch gekennzeichnet, daß der „Sender", also z. B. der Mensch, der die Information weitergeben will, diese ja gar nicht unmittelbar transportieren kann. Er verwandelt sie zuerst in die Form bestimmter „äquivalenter" Symbole. Erst diese Symbole, z. B. als Schriftzeichen zu Papier gebracht, sind geeignet, transportiert zu werden, und sie können sodann auf der Empfangsseite mit Hilfe des zuvor vereinbarten „angelernten" Symbolschlüssels vom Empfänger „äquivalent" wieder zurückverwandelt und für dessen Vorstellungswelt aufnahmefähig gemacht werden. Den Informationsgehalt, den wir zu übermitteln gedenken, bringen wir also zuerst in die Form eines bestimmten Textes. Dieser Text entstand dadurch, daß wir aus einer festgelegten Menge von vorgegebenen Symbolen (z. B. den Buchstaben des Alphabets) eine entsprechende Auswahl trafen, mit ihr die Wörter bildeten, die ebenfalls durch Auswahl aus dem Wortschatz der deutschen Sprache entnommen wurden. Eine solche Auswahl braucht — wie im Beispiel — nicht jeden beliebigen Freiheitsgrad zu haben. Sie kann eingeschränkt sein z. B. durch gewisse Regeln, etwa die Syntax der deutschen Sprache, aber sie ist nicht determiniert.

Die geschilderte Auswahl erfolgt durch die „Nachrichtenquelle", den Sender, in unserem Beispiel den Menschen. Aber in einem anderen Beispiel könnte es ebensogut ein Gerät oder irgendein anderes organisiertes System sein, z. B. auch ein biologisches oder ein physiologisches System. Wesentlich bei dem beschriebenen Vorgang war die Tatsache, daß die eigentliche Information nicht transportiert wurde, sondern an ihrer Stelle eine Anzahl von Symbolen, und daß der Umfang der verschiedenartigen Symbole einer Beschränkung auf eine verabredete Zahl (z. B. die Buchstaben des Alphabets, auf Striche und Punkte beim Morsealphabet, auf die Zahlen von 0 bis 9 beim Dezimalzahlensystem, auf bestimmte Stromimpulse usw.) unterworfen wurde. Aus dieser festgelegten Zahl von Symbolen erfolgte sodann nach bestimmten Prinzipien die Auswahl. Den so beschriebenen Vorgang nennt man im allgemeinsten Sinne „Codierung" [1].

Schließt man die Möglichkeit einer Telepathie aus, so kann eine Information, eine Nachricht, stets nur in codierter Form weitergegeben, übertragen, transportiert werden.

Betrachten wir z. B. den Vorgang der Übe-

tragung des Wortes „Information" mit Hilfe elektrotechnischer Mittel. Ein Sprecher versetzt vermittels seiner Sprechorgane die Luft in Schwingungen. Die Luft dient als Träger der Nachricht, ihr Zustand wird in geeigneter Weise zeitlich verändert. Die zum Mikrofon gelangenden Schallschwingungen werden dort aufgenommen und einem neuen Träger, dem elektrischen Strom, „aufmoduliert", „aufcodiert". Dieser kann z. B. als Endprodukt des Codierungsvorganges direkt auf eine Fernleitung gegeben oder etwa im System eines Rundfunksenders einem neuerlichen Codierungsprozeß unterworfen werden. Das Ergebnis der Modulation oder Codierung sei mit Hilfe eines Oszillografen aufgenommen. Er zeichnet die elektrischen Schwingungen, in denen sich die Luftschwingungen widerspiegeln, in zeitlicher Folge auf. Das Wort „Information" hätte im so gewonnenen Oszillogramm ein ziemlich kompliziertes Aussehen. Man könnte das Wort „Information" auch in Form von Morsezeichen darstellen. Der durch das wiedergegebene Wort verkörperte Begriff ist in beiden Fällen derselbe.

Es wurde aber in beiden Fällen jeweils eine verschieden komplizierte Codierung vorgenommen und dadurch also offenbar ein verschieden großer Aufwand getrieben. Die Größe dieses Aufwandes untersucht und ermittelt die Informationstheorie. Sie hat auch die zur quantitativen Angabe erforderliche technische Informationseinheit — das „bit" — (Abkürzung von binary digit = Binärschritt) definiert, in der die technische Informationsmenge als die Summe aller übermittelten Symbole ausgedrückt werden kann. Sie vermag auch anzugeben, welche Eigenschaften der Kanal, durch den die Signale geleitet werden sollen, haben muß und vor allem welche Informationskapazität, d. h. welche Informationsmenge pro Zeiteinheit in bit/s er zu „transportieren" vermag.

Es erhebt sich aber nun eine weitere wichtige Frage: Was wurde denn eigentlich in den angegebenen Beispielen transportiert? [2].

Offenbar weist der Vorgang der Übertragung, des Transports einer bestimmten Anzahl von Signalen, die zu einem Wort zusammengefügt werden und der im technischen Bereich als „Nachrichtentechnik" bezeichnet wird, gegenüber anderen Transporterscheinungen einen grundsätzlichen Unterschied auf. Bei den „üblichen Transporterscheinungen" ist es eine unabdingbare Forderung, daß die zum Transport aufgegebenen Güter, seien es Materialien, Menschen oder sei es z. B. auch der Transport von Elektroenergie, am Empfangsort möglichst unverändert und unbeschädigt abgeliefert werden. Keine „Nachrichtenerscheinung", gleich welcher Art auch immer, sei es ein Telegramm, ein Telefongespräch, die Farbinformation eines Gemäldes, der von uns auf unsere Haut empfundene Wärmereiz oder der Nervenimpuls, der in unserem Gehirn eine Reaktion erzeugt, wird als solche befördert. Es werden nur Stromimpulse, elektromagnetische Wellen, Nervenreize zeitlich so verändert, d. h., so „codiert" oder „moduliert", daß sich in der Empfangsstelle mit ihrer Hilfe eine Erscheinung hervorrufen läßt, die der zum Transport „angebotenen Nachricht" möglichst nahe kommt. Das „Rezept" zur „äquivalenten" Wiederherstellung des zum Transport aufgegebenen, dort aber gewissermaßen nur abgetasteten Transportgutes vermitteln die Signale, die im Empfänger eintreffen.

Bei der Übermittlung einer Nachrichtensendung z. B. durch einen Rundfunksender können die der Information entsprechenden Signale folgende Kette von Codierungsstufen durchlaufen: Die Information wird mit Hilfe der Schriftzeichen (des Alphabets) in der Nachrichtenzentrale zu Papier gebracht. Die Schriftzeichen werden mit Hilfe eines Fernschreibers in Stromimpulse des Fünferalphabets umcodiert. Die Stromimpulse durchfließen die Fernleitung und betätigen in der an ihrem Ende angeschlossenen Fernschreibmaschine entsprechende Elektromagnete, welche magnetische Felder hervorrufen, die bewirken, daß die entsprechenden Tasten einer Fernschreibmaschinen-Tastatur zum Anschlag freigegeben werden. Auch dieser Vorgang entspricht einer Umcodierung. Den so geschriebenen Text verliest der Sprecher, indem er die Luft durch seine Stimmlaute zu Schwingungen anregt. Auch er nimmt eine Codierung vor. Die Luftschwingungen, die nun mit den Signalen codiert sind, gelangen zum Mikrofon, wo wiederum eine Beeinflussung, eine Modulation, eine Codierung des Stromes eines Stromkreises erfolgt. Mit Hilfe dieses Stromes werden nach einem komplizierten Vorgang die im Antennensystem des Senders mit einer bestimmten Hochfrequenz schwingenden Ströme und Spannungen erneut einem Beeinflussungs-, einem Codierungsprozeß unterworfen. Der in der Antenne fließende Strom erregt ein elektromagnetisches Strahlungsfeld, das sich mit Lichtgeschwindigkeit fortpflanzt und schließlich die Empfangsantenne erregt, von wo sich der Vorgang dann in etwa umgekehrter Reihenfolge, wie oben geschildert, bis zum Ohr des Hörers vollzieht. Es wird also beim Vorgang der Informationsübertragung von Kettenglied zu Kettenglied die Erscheinungsform des Signals ständig in die dem Übertragungsmedium jeweils am besten angepaßte Form gebracht. Übertragen werden jeweils nur „irgendwelche" aber ausgewählte Signale verschiedenster physikalischer Erscheinungsformen.

Durch die Ausschöpfung der Möglichkeiten, die in dem geschilderten Wandlungsprinzip enthalten sind, hat die Technik der elektrischen Übertragung von Nachrichten die ihr zur Verfügung stehenden Formen der Nachrichtenübermittlung in geradezu unglaublicher Weise gesteigert. Wir erinnern nur an das Fernsprechen über Draht oder über die elektromagnetischen Wellen im Rundfunkgebiet oder über Lichtstrahlen als Träger oder durch Wasser als Medium, wir denken an Fernschreiber, Fernseher, Bildtelegraf, an Radar- oder Meßwertübertragung jeweils über die verschiedensten Medien, an Schallkonserve auf Tonband, auf Filmband, auf Schallplatte oder auf einem Trommelspeicher und an die zahllosen anderen Möglichkeiten, mit denen sich ein Heer von Wissenschaftlern, Ingenieuren und ganze Industriezweige befassen.

Wir wollen uns nun noch eine vergleichbare Vorstellung über die Leistungsfähigkeit üblicher elektrischer Nachrichtenmittel verschaffen. Das Fernsehen mit rund $8 \cdot 10^7$ bit pro Sekunde Informationskapazität übertrifft die Informationskapazität unseres Auges um rund eine Zehnerpotenz, d. h. also praktisch, das Fernsehen ist grundsätzlich in der Lage, dem Auge eine etwa zehnmal höhere Informationsmenge anzubieten, als unser Sehsystem verarbeiten kann. Dasselbe gilt für einen hochwertigen Rundfunkempfang, wie er über einen UKW-Rundfunksender vermittelt wird. Auch die von ihm angebotene Informationskapazität von rund 10^5 bit pro Sekunde übersteigt die Aufnahmefähigkeit des Ohres von 10^4 bit pro Sekunde um rund eine Zehnerpotenz, während die Informationskapazität eines guten Telefoniesystems mit rund 10^4 bit pro Sekunde der Aufnahmefähigkeit des Ohres eben angepaßt ist. In den wenigen zuletzt vermittelten Angaben widerspiegelt sich die ökonomische Problematik im Zusammenspiel Mensch — Technik, die nur mit den Mitteln der Informationstheorie theoretisch beherrscht werden kann.

Literatur

[1] Steinbuch, K.: Taschenbuch der Nachrichtenverarbeitung. Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1962, S. 58

[2] Wosnik, J. (Herausgeber): NFT Band 6 „Nachrichtentechnik". Verlag Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig.

F. H. Lange

Korrelationselektronik

Grundlagen und Anwendung der Korrelationsanalyse in der modernen Nachrichten-, Meß- und Regelungstechnik

2., überarbeitete Auflage

384 Seiten, 99 Bilder, Kunstleder 33,50 DM

Die Korrelationsanalyse, die mit der Informationstheorie manches gemeinsam hat, erfordert, ausgehend von einer anderen Fragestellung, neuartige Begriffe und Vorstellungen. Sie übernimmt gewisse Gedankengänge aus ganz anderen Gebieten, z. B. der Biologie oder Wirtschaftswissenschaft, in denen die Schwierigkeit darin besteht, daß die formelmäßigen Zusammenhänge zwischen verschiedenen Meßgrößen nicht von vornherein erkennbar sind. Die Korrelationsrechnung ermöglicht nun die mathematische Behandlung auch solcher Probleme. Es wird erstmalig ein umfassender Überblick sowohl über die theoretischen Grundlagen als auch über die praktischen Anwendungen der Korrelationsanalyse vermittelt. Durch die klare Darstellung ist das Werk besonders geeignet als Einführung in eine Untersuchungsmethode, die berufen scheint, in Zukunft nicht nur in der Nachrichtentechnik, sondern darüber hinaus in der Akustik, der Regelungstechnik, der Radioastronomie usw. neue Erkenntnisse zu erschließen. Dies wird um so schneller der Fall sein, je mehr Physiker, Ingenieure und Studierende sich mit dieser im Grunde einfachen Methode vertraut machen.

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Der Madistor – ein magnetisch gesteuertes Halbleiterbauelement

WERNER OTTO

In den letzten Jahren wurden in Halbleitern sogenannte Plasma-Bildungen entdeckt. Es handelt sich hierbei um ein von Elektronen und Löchern gebildetes Plasma, das z. B. mit Hilfe von Magnetfeldern gesteuert werden kann. Dadurch ergibt sich eine Anzahl von Anwendungsmöglichkeiten. Im nachfolgenden Beitrag wird als erste technische Nutzanwendung der Madistor, ein magnetisch gesteuertes Halbleiterbauelement, vorgestellt.

In der Technik der Gasentladungsröhren bezeichnet man das ionisierte Gas als Plasma, das vorwiegend aus positiven und negativen Ionen (bzw. Elektronen) besteht. Den Rest bilden neutrale Gasatome und Moleküle. Wie in einem ionisiertem Gas können auch in einem Halbleiter Ladungsträger unterschiedlichen Vorzeichens gleichzeitig vorhanden sein.

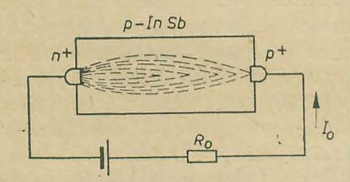


Bild 1: Schematische Darstellung der Plasmabildung in einer n+p++-Indium-Antimonid-Diode

Durch eine derartige Anhäufung von Ladungsträgern wird im Halbleiter eine Plasmazone erzeugt. Die Ausbildung dieser gutleitenden Plasmazone beschränkt sich dabei auf eine schmale schlauchförmige Zone. Durch Einwirkung eines Magnetfeldes ist es möglich, die Lage des Plasmas im Halbleitermaterial zu beeinflussen.

Das neue Bauelement, der Madistor, das auf der Grundlage der magnetischen Beeinflussung eines Plasmas im Halbleiter arbeitet, zeichnet sich dadurch aus, daß nur Magnetfelder in der Größenordnung von 10 Gauß[1]) erforderlich sind. Ein gewisser Nachteil besteht z. Z. jedoch noch darin, daß dieses Bauelement bei einer Temperatur von 77 °K (etwa — 200 °C) betrieben werden muß.

Der Name „Madistor" stellt eine Abkürzung der Anfangsbuchstaben von „Magnetic Deflection of an Injectionsplasma produced by Saturating Traps" dar, was etwa übersetzt werden kann mit „Magnetische Ablenkung des durch die Sättigung von Löchern hervorgerufenen Mikroplasmas". Auf der Grundlage dieses Effektes sind bereits eine Reihe verschiedener Bauformen entwickelt und praktisch untersucht worden.

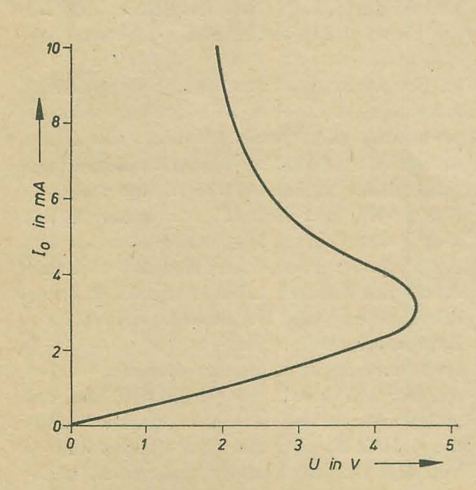


Bild 2: Strom-Spannungs-Charakteristik einer Diode mit Plasmabildung

Ausgangsmaterial für das Studium von Plasmaphänomenen sind spezielle Halbleitermaterialien, z. B. Indium-Antomonide (InSb). Das Prinzip einer solchen Diode aus p-leitendem Indium-Antimonid ist im Bild 1 dargestellt. In einer n^+p^{++}-Diode mit einer p-Basis von etwa 1 mm Dicke beträgt die Diffusionslänge der injizierten Elektronen bei kleinen Stromdichten etwa 1 μm. Bei Erhöhung des Stromes werden mehr Elektronen in die Basis injiziert, wodurch die Löcher zunächst in der Übergangszone gesättigt werden. In dieser Zone ergibt sich eine relativ lange Lebenszeit der Elektronen von etwa 10^{-7} bis 10^{-6} s, während die normale Lebensdauer der Elektronen bei 77 °K etwa $5 \cdot 10^{-10}$ s beträgt.

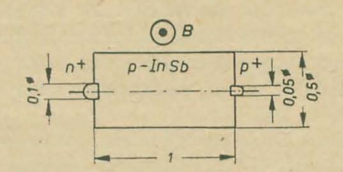


Bild 3: Abmessungen des Versuchsaufbaus einer Madistor-Diode

Infolge der größeren Lebensdauer der Elektronen besteht in dieser Übergangszone eine gute Leitfähigkeit. Eine weitere Erhöhung des Stromes läßt das Plasma weiter in die Basis eindringen, bis es den p^+-Kontakt erreicht. Dadurch wird die Diode gut leitend, und es ergibt sich eine negative Widerstandscharakteristik, wie Bild 2 zeigt.

Setzt man eine solche Diode einem Quermagnetfeld aus, so werden die injizierten Träger abgelenkt, und dadurch ergibt sich eine Verschiebung und Deformation des Plasmas. Da die Lebensdauer der Träger am Rande der Basis geringer ist und sich somit die Zahl der hinzukommenden Träger vermindert, resultiert daraus eine Erhöhung des Basiswiderstandes.

Hinzu kommt als wesentlicher Faktor der Widerstandserhöhung, daß das Plasma den im Verhältnis zum Basisquerschnitt kleinen p^+-Kontakt infolge der Beugung durch das Magnetfeld nicht mehr berührt. Die Abmessungen einer solchen Madistor-Diode, deren Widerstandserhöhung hauptsächlich auf der Abweichung des Plasmas vom p^+-Kontakt beruht, sind im Bild 3 dargestellt. Bild 4 zeigt das Strom-Spannungs-Kennlinienfeld dieser Diode für verschiedene magnetische Induktionen. Betreibt man eine solche Diode in einem permanenten Magnetfeld von z. B. 55 Gauß, so genügt eine zusätzliche Induktion von 5 Gauß, um den Strom von 10 mA auf weniger als 2 mA zu vermindern.

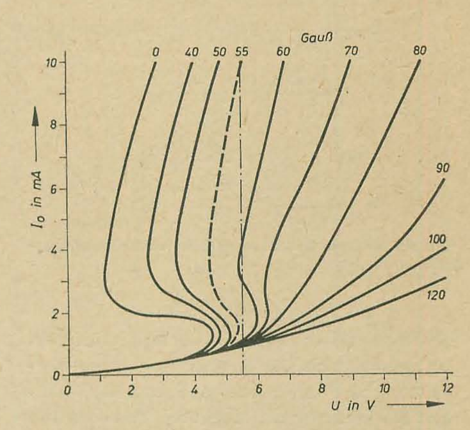


Bild 4: Strom-Spannungs-Charakteristik einer Madistor-Diode mit magnetischer Induktion als Parameter

Der praktische Aufbau einer Madistor-Diode ist im Bild 5 schematisch dargestellt. Die Diode befindet sich im Luftspalt eines HF-Eisenkernes. Um eine Beeinflussung des Magnetfeldes durch den Diodenstrom und damit eine unerwünschte Rückkopplung zu ver-

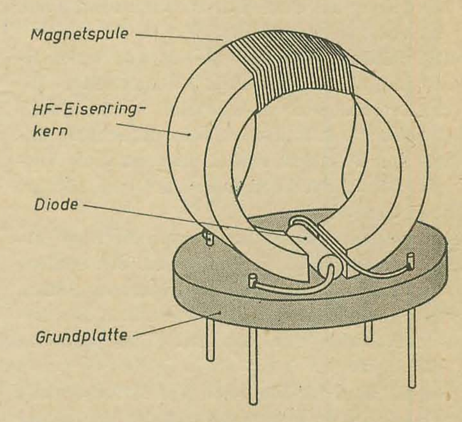


Bild 5: Aufbauskizze einer Madistor-Diode

[1]) Die Einheit der magnetischen Induktion B wird nach den neuen gesetzlichen Einheiten mit Weber pro Quadratmeter (Wb/m^2) angegeben. Die Umrechnung der alten in die neue Einheit lautet:

$$1\ G = 10^{-8}\ Vs/cm^2 = 10^{-8}\ Wb/cm^2 = 10^{-4}\ Wb/m^2.$$

Der Übersichtlichkeit halber wurden im Beitrag die alten Bezeichnungen beibehalten.

mindern, erfolgt die Rückführung des hinteren Diodenanschlusses durch den 0,5 mm breiten Luftspalt des Ringkernes.
Bezüglich der Erzeugung des Magnetfeldes wurden eine Anzahl von Untersuchungen durchgeführt. Wird eine absolute Linearität des Magnetfeldes in Abhängigkeit vom Spulenstrom gefordert, so können Luftspulen benutzt werden. Nachteilig sind dabei jedoch die großen Spulenabmessungen.
Ein wesentlich besserer Wirkungsgrad läßt sich mit ferromagnetischen Ringspulen der dargestellten Form erreichen, da hierbei das Magnetfeld besser auf das Volumen der Diode konzentriert wird. Es wurden ferromagnetische Materialien wie z. B. Ferrite, HF-Eisenpulver und keramische Magnete bei der erforderlichen Temperatur in bezug auf Verluste, Permeabilität und Frequenzgang untersucht.

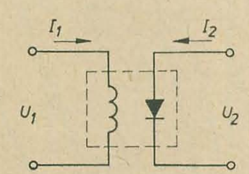


Bild 6: Vierpol-Ersatzschaltbild einer Madistor-Diode

HF-Eisenpulver zeigte im Temperaturintervall von 300 bis 77 °K praktisch keine Veränderung der untersuchten Parameter, während bei keramischen Magneten und Ferriten eine starke Abnahme der Permeabilität und ein Anwachsen der Verluste zu verzeichnen war. Es wurde daher für den Aufbau HF-Eisenpulver verwendet.
Beim praktischen Aufbau war für eine Änderung der magnetischen Induktion um 5 Gauß im 0,5 mm breiten Luftspalt eine Änderung der Durchflutung von 200 mA Wdg. erforderlich. Dadurch wird in einem permanenten Magnetfeld von 55 Gauß entsprechend dem Diagramm Bild 4 eine Verminderung des Diodenstromes um etwa 8 mA erreicht.
Die Diode selbst besteht aus Indium-Antimonid und hat die im Bild 3 dargestellten Abmessungen. Der n^+-Kontakt wurde durch Legierung von Indium mit einem geringen Zusatz von Tellurium erzielt. Die maximale Verlustleistung der beschriebenen Diode beträgt etwa 40 mW.
Entsprechend dem Aufbau kann die Diode als Vierpol aufgefaßt werden, wobei die Spulenanschlüsse das eine und die Diodenanschlüsse das andere Klemmenpaar darstellen. Die Ersatzschaltung der Madistor-Diode ist im Bild 6 gezeigt.
Da die Madistor-Diode ein Verstärkerelement darstellt, denn bei entsprechender Auslegung der Magnetspule kann mit kleinem Spulenstrom eine größere Diodenstromänderung erreicht werden, ist die Anwendung zur Schwingungserzeugung möglich. Eine Oszillatorschaltung mit kapazitiver Rückkopplung zeigt Bild 7. Obwohl es sich hier nur um eine Prinzipschaltung handelt, ist zu erkennen, daß der Aufbau der Schaltung äußerst einfach ist. Mit den gegenwärtig zur Verfügung stehenden Madistor-Dioden können Frequenzen bis zu 500 kHz erzeugt werden.
Ein weiteres Anwendungsgebiet stellen zwei- und mehrpolige Schalter dar. Im Bild 8 ist ein Doppelbasis-Madistor gezeigt. Es handelt sich wieder um ein Halbleiterelement aus p-leitendem Indium-Antimonid, dessen eine Seite einen n^+-Sperrschichtkontakt trägt, während die gegenüberliegende Seite der Basis zwei ohmsche p^+-Kontakte besitzt.

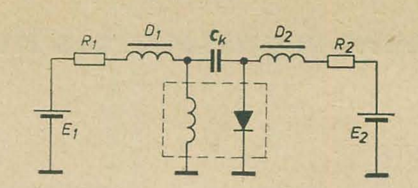


Bild 7: Oszillatorschaltung einer Madistor-Diode mit kapazitiver Rückkopplung

Durch ein Quermagnetfeld B ist es nun möglich, das Plasma wahlweise von einem p^+-Kontakt auf den anderen zu verschieben und dadurch den Stromfluß „umzuschalten". Infolge der Diffusion zwischen den Kontakten bleibt allerdings ein geringer Reststrom im abgeschalteten Kontakt bestehen.
Die Stromverteilung als Funktion der magnetischen Induktion ist Bild 9 zu entnehmen. Die erforderliche Induktion liegt in der Größenordnung von 10 Gauß und wird bei ansteigendem Diodenstrom kleiner. Für die Umschaltung von einem in den anderen Zustand genügen weniger als 0,5 Gauß. Zum Vergleich sei erwähnt, daß das Erdmagnetfeld etwa 0,6 Gauß beträgt.
Zur Umschaltung des Doppelbasis-Madistors muß das Magnetfeld umgepolt werden. Es genügen für die Umschaltung kurze Impulse. Nach jedem Impuls verharrt der Madistor in der gegebenen Stellung, bis der nächste Impuls in entgegengesetzter Richtung folgt. Man nennt daher den Doppelbasis-Madistor auch bistabilen Madistor.
Aus dieser Tatsache ergibt sich die Anwendung als Flip-Flop-Stufe. Es konnten bisher Schaltgeschwindigkeiten von etwa 2 μs erzielt werden. Infolge der bereits erwähnten Verstärkerwirkung ist es möglich, mit dem Ausgang einer Flip-Flop-Stufe einen nachfolgenden bistabilen Madistor zu steuern. Der Aufbau des Doppelbasis-Madistors entspricht der im Bild 5 gezeigten Skizze der Madistor-Diode.

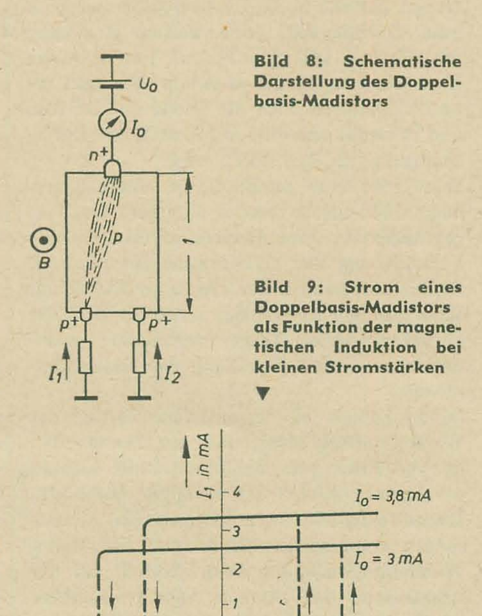


Bild 8: Schematische Darstellung des Doppelbasis-Madistors

Bild 9: Strom eines Doppelbasis-Madistors als Funktion der magnetischen Induktion bei kleinen Stromstärken

Erhöht man den Strom I_0, so wird das für die Umschaltung erforderliche Magnetfeld kleiner, und von einem bestimmten kritischen Strom an werden beide p^+-Kontakte leitend. Das ist darauf zurückzuführen, daß mit steigender Stromdichte sich die Ausdehnung des Plasmas vergrößert, bis schließlich bei dem kritischen Strom beide p^+-Kontakte vom Plasma berührt werden.
Wie aus dem im Bild 10 dargestellten Diagramm ersichtlich, ist die Stromverteilung in diesem Arbeitsbereich eine lineare Funktion des Magnetfeldes, bis eine Diodenstrecke praktisch den Gesamtstrom übernimmt. Auch hier liegt die erforderliche Induktion in der Größenordnung von 10 Gauß. Wegen der linearen Abhängigkeit der Stromverteilung ergeben sich auch für diesen Arbeitsbereich viele Anwendungsmöglichkeiten.
Soll der Doppelbasis-Madistor speziell in bistabiler Arbeitsweise bei höheren Strömen betrieben werden, so wird das Basismaterial zwischen den bei den p^+-Kontakten durch einen Längsschlitz, wie Bild 11 zeigt, aufgetrennt. Dadurch kann das Plasma nur entweder den einen oder den anderen Kontakt erreichen. Gleichzeitig wird die Diffusion zwischen den p^+-Kontakten vermindert, so daß sich kleinere Restströme im abgeschalteten Zustand ergeben.

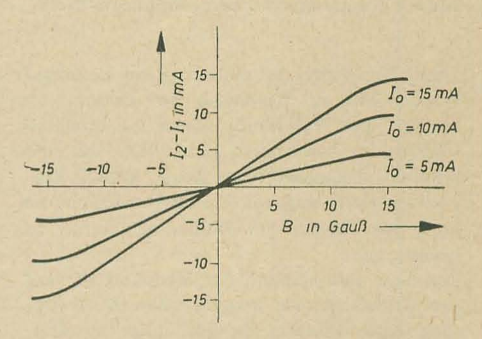


Bild 10: Stromverteilung eines Doppelbasis-Madistors als Funktion der magnetischen Induktion bei großen Stromstärken

Ein solcher Madistor mit Längsschlitz kann dann allerdings nicht mehr im zweiten Arbeitsbereich mit linearer Stromverteilung verwendet werden. Ein weiterer gewisser Nachteil besteht darin, daß infolge des Schlitzes die für die Umschaltung erforderliche Induktion etwas ansteigt.
In Erweiterung des geschlitzten Doppelbasis-Madistors kann eine beliebige Anzahl von p^+-Kontakten vorgesehen werden. Man erhält dadurch einen Madistor-Stufenschalter, dessen prinzipieller Aufbau im Bild 12 dargestellt ist. Der n^+-Kontakt befindet sich in der Mitte. Durch einen kurzen Magnetfeldimpuls springt das Plasma zum nächsten Kontakt über und macht ihn dadurch leitend; eine Umkehrung der Richtung des Magnetfeldes bewirkt ein Zurückspringen des Plasmas.
Legt man dagegen an den Madistor-Stufenschalter ein konstantes Magnetfeld an, das gleich oder größer als das minimale Schaltmagnetfeld ist, so rotiert das Plasma ständig von Kontakt zu Kontakt und macht nacheinander alle p^+-Kontakte leitend. Mit einem Muster von acht Polen ergab sich bei einem

permanenten Magnetfeld von 65 Gauß eine Rotationsdauer des Plasmas von 60 µs.
Auch für diese Ausführungsform der Madistoren werden sich zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten ergeben. Es sei hier nur an die Schwierigkeiten der dekadischen Datenverarbeitung bei digitalen Rechenautomaten mit den bisher üblichen Halbleiterbauelementen erinnert, die im wesentlichen nur eine Binärkodierung zulassen.
Ein weiteres Bauelement, das auf der Beeinflussung des Plasmas im Halbleiter durch ein Magnetfeld basiert, ist der Madistor-Transistor. Es handelt sich dabei um einen Transistor, dessen Stromverstärkung durch ein Magnetfeld gesteuert werden kann.

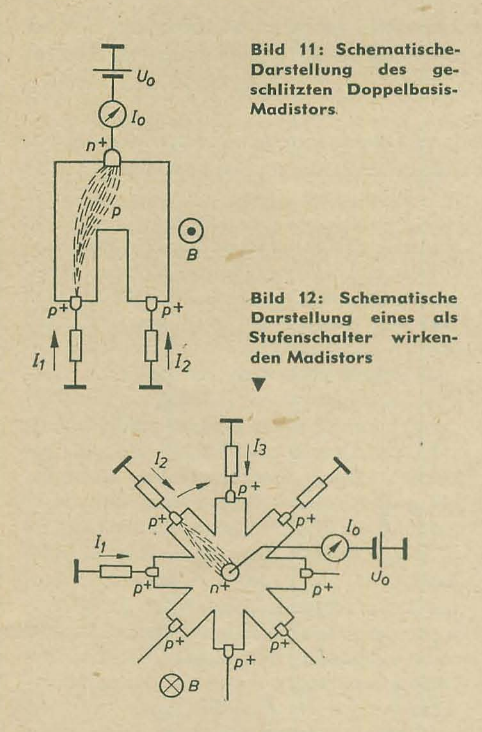


Bild 11: Schematische Darstellung des geschlitzten Doppelbasis-Madistors.

Bild 12: Schematische Darstellung eines als Stufenschalter wirkenden Madistors ▼

Dieser kurze Überblick zeigt, wie äußerst vielseitig die magnetische Steuerung des Plasmas im Halbleiter angewendet werden kann. Wenn man bedenkt, daß das Studium des Plasmaphänomens im Halbleiter sich noch im Anfangsstadium befindet, so ist in absehbarer Zeit mit weiteren Neuentwicklungen auf diesem Gebiet zu rechnen.
Ein wesentlicher Nachteil, der allen beschriebenen Madistoren noch anhaftet, ist die sehr tiefe Arbeitstemperatur von 77 °K, die es erforderlich macht, die Bauelemente in flüssigem Stickstoff zu betreiben. Dazu ist eine umfangreiche Kühlapparatur erforderlich, deren Aufwand den Einsatz der Madistoren zunächst noch auf einige Sonderfälle beschränken wird.

Literatur

[1] Melngailis, I., Rediker, R. H.: The Madistor — A Magnetically Controlled Semiconductor Plasma Device. Proceedings of the IRE Bd. 50 (1962) H. 12, S. 2428 bis 2435

[2] Ross, I. M., Thompson, N. A. C.: An amplifier based on the Hall effect. Nature Bd. 175 (1955) S. 518

[3] Thuy, H. J.: Der galvanomagnetische Verstärker. Archiv elektrischer Übertragung Bd. 8 (1954) S. 269 bis 278

[4] Aharoni, A., Frei, E. H., Horowitz, G.: New active circuit element using the magnetoresistive effect. J. Appl. Phys. Bd. 26 (1955) S. 1411

[5] Green, M.: The gaussistor, a solid state electronic valve. IRE, Trans. on Electron Devices Bd. ED-3 (1956) S. 133 bis 141

[6] Kleinmann, D. A., Schawlow, A. L.: Corbino disk. J. Appl. Phys. Bd. 31 (1960) S. 2176 bis 2187

[7] Sun, S. F.: Oscillators by means of a magnetoresistance effect, Proc. IRE Bd. 50 (1962) S. 1484 bis 1493

[8] Madelung, M., Tewordt, L., Welker, H.: Zur Theorie der magnetischen Sperrschicht in Halbleitern. Naturforscher Bd. 10 a (1955) S. 476 bis 488

[9] Weisshaar, E.: Magnetische Sperrschichten in Germanium II. Naturforscher Bd. 10 a (1955) S. 488 bis 495

[10] Suhl, H., Shockley, W.: Concentrating holes and electrons by magnetic fields. Phys. Rev. Bd. 75 (1949) S. 1617 bis 1618

[11] Karakushan, E. I., Stafeev, V. I.: Magnetodioden. Sowj. Festkörperphysik Bd. 3 (1961) S. 493 bis 498

[12] Karakushan, E. I., Stafeev, V. I.: Großflächen Magnetodioden. Sowj. Festkörperphysik Bd. 3 (1962) S. 1476 bis 1482

[13] Melngailis, I., Rediker, R. H.: Negative resistance In Sb diodes with large magnetic-field effects. J. Appl. Phys. Bd. 33 (1962)S. 1892 und 1893

[14] Zitter, R. N., Strauss, A. J., Attard, A. E.: Recombination processes in p-type indium antimonide. Phys. Rev. Bd. 115 (1959) S. 266 bis 273

[15] Laff, R. A., Fan, H. Y.: Carrier lifetime in indiume antimonide. Phys. Rev. Vol. 121 (1962) S. 53 bis 62

[16] Stafeev, V. I.: Modulation der Diffusionslänge als neues Arbeitsprinzip von Halbleitern. Sowj. Festkörperphysik Bd. 1 (1959) S. 763 bis 768

[17] Melngailis, I., Calawa, A. R., Rediker, R. H.: Magnetodiode effects in In Sb Bull. Phys. Soc. Bd. 7 (1962) S. 88

Die Verwendung von Kohlemikrofonen in Transistorgeräten

Kohlemikrofone werden auf Grund ihres niedrigen Preises in Amateurgeräten häufig verwendet. Sie haben jedoch zwei wesentliche Nachteile. Einmal benötigen sie einen relativ hohen Speisegleichstrom von etwa 10 bis 20 mA, zum anderen müssen sie von der nachfolgenden Schaltung galvanisch mit Hilfe eines Sprechübertragers, der gleichzeitig eine Anpassung an den Verstärker vornimmt, getrennt werden.

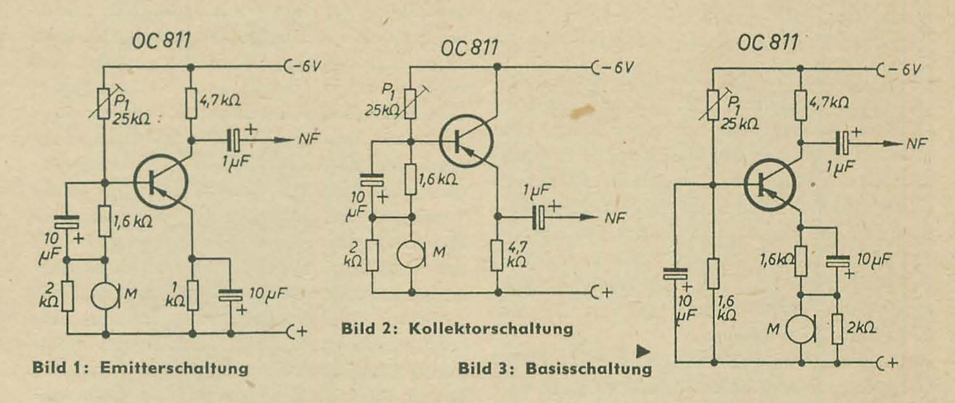


Bild 1: Emitterschaltung

Bild 2: Kollektorschaltung

Bild 3: Basisschaltung ▶

Die nachfolgend beschriebenen Transistorschaltungen vermeiden diese Nachteile und liefern gleichzeitig noch eine hohe Leistungsverstärkung.
Bei den Kohlemikrofonen unterscheidet man zwei Typen:

1. niederohmige Sprechkapseln (OB); Ruhewiderstand etwa 30 ··· 200 Ω
2. hochohmige Sprechkapseln (ZB); Ruhewiderstand etwa 1 ··· 5 kΩ

Für die folgenden Transistorschaltungen kommen nur die hochohmigen ZB-Sprechkapseln in Frage. Es können alle drei Transistorgrundschaltungen (Emitter-, Basis-, Kollektorschaltung) verwendet werden.
Bild 1 zeigt die Emitterschaltung. Um die Beeinflussung des Arbeitspunktes durch den veränderlichen Widerstand des Mikrofons zu verringern, wurde diesem ein Widerstand von 2 kΩ parallel geschaltet. Analog ist die Kollektorschaltung aufgebaut (Bild 2). Die Basisschaltung ist im Bild 3 dargestellt.

Bei allen drei Schaltungen wird der Arbeitspunkt mit dem Einstellregler P_1 so eingestellt, daß über dem Transistor etwa die halbe Speisespannung abfällt. Der Strombedarf dieser Schaltungen liegt bei etwa 2 mA.

Dieter Borkmann

Literatur

[1] Semenjuta, N.: Kohlemikrofone in Transistorverstärkern. Radio 35 (1959) H. 10 S. 60

Gemeinschaftsantennenanlagen Teil 1

Ing. GÜNTHER ROTHE

Mitteilung aus dem VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Gemeinschaftsantennenanlagen werden bei der zunehmenden Verbreitung des Rundfunks und Fernsehens immer mehr eine technische Notwendigkeit. In welch hohem Maße Rundfunk und Fernsehen schon Einzug in unsere Wohnung gehalten haben, zeigt der Anblick mancher Dächer. Antennenwälder verunzieren das architektonische Bild der Städte und gegenseitige Störungen verschlechtern die Empfangsbedingungen.
Bei Neubauten muß daher schon bei der Planung dafür gesorgt werden, daß Gemeinschaftsantennenanlagen eingebaut werden, um spätere kostspielige Nacharbeiten zu vermeiden. Nur so kann erreicht werden, daß sich die Bewohner eines Hauses genauso selbstverständlich der Gemeinschaftsantennenanlage bedienen, wie z. B. der Gas-, Wasser- und Stromversorgung.
Gemeinschaftsantennenanlagen haben die Aufgabe, die angeschlossenen Teilnehmer, von einer Antennenanlage über ein Verteilernetz, mit den Frequenzen der Hör- und Fernsehrundfunkbereiche zu versorgen. Jeder Teilnehmer muß die Möglichkeit haben, aus diesem breiten Frequenzband jeden beliebigen Sender auszuwählen, so wie es beim Betrieb einer normalen Einzelantennenanlage möglich ist.
Zur Realisierung dieser Forderung werden Bauteile benötigt, deren Anwendung und Funktion im folgenden beschrieben werden. Ferner sollen theoretische Erläuterungen die teilweise recht komplizierten elektrischen Zusammenhänge aufzeigen.

Die Antennenanlage

Antennen für den LMK-Bereich

Für den Empfang im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich haben sich im Gegensatz zu den früher häufig verwendeten L- und T-Antennen fast ausschließlich Stabantennen mit einer Länge von 2 bis 4 m durchgesetzt. Diese haben einmal den Vorteil einer einfacheren Montage, da sie nur einen Befestigungspunkt benötigen, und gestatten zum anderen auf Grund ihrer Rundempfangscharakteristik in der horizontalen Ebene eine freizügige Senderauswahl.
Gegenüber den Antennen der UKW-Bereiche, die zum Entzug der höchsten Leistung aus dem

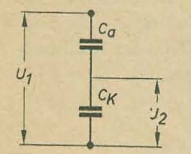


Bild 1: Ersatzschaltbild einer Stabantenne mit einem Anschluß an ein Kabel

Empfangsfeld mit auf Resonanz abgestimmten Antennenstäben ($\lambda/4$; $\lambda/2$; λ) arbeiten, stellt die Stabantenne mit einer Länge von etwa 3 m gegenüber der Wellenlänge nur einen sehr kurzen Stab dar (aperiodische Antenne). Dieser Antennenstab weist daher auch gegenüber den auf Resonanz abgestimmten Antennen keinen reellen, sondern einen komplexen Fußpunktwiderstand mit einer relativ großen kapazitiven Blindkomponente von 25 bis 40 pF auf ($X_C \approx 6000\,\Omega$).
Der Anschluß der Stabantenne mit ihrem hohen kapazitiven Blindwiderstand kann daher nicht direkt an das in Gemeinschaftsantennenanlagen meist gebräuchliche 60-Ω-Kabel erfolgen. Wie Bild 1 zeigt, würde die Nutzspannung U_2 gegenüber der Antennenspannung U_1 durch den kapazitiven Spannungsteiler zwischen Kabel- und Antennenkapazität stark herabgesetzt. Nach der Gleichung

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Ca}{Ca + C_k}$$

würde z. B. die Nutzspannung U_2 bei einer Kabellänge von 10 m mit einer Kapazität von 100 pF/m auf etwa 2,5% absinken.

Die Stabantenne kann daher zur Vermeidung dieser hohen Verluste nur mit Hilfe eines Übertragers an das niederohmige Kabel angeschlossen werden. In der Praxis werden dafür Breitbandübertrager mit einem hochpermeablen verlustarmen Ferritschalenkern verwendet, deren Übertragerwicklungen sehr eng gekoppelt sind und deren Windungskapazitäten durch Mehrkammerspulenkörper sehr klein gehalten werden.

Antennen für den UKW-Hörrundfunkbereich

Die Empfangsbedingungen für den UKW-Hörrundfunk können sehr unterschiedlich sein. Da man stets bestrebt sein wird, eine größtmöglichste Anzahl von Sendern zu empfangen, muß die Auswahl dieser Antennen nach den örtlichen Empfangsbedingungen erfolgen. Die Verwendung von Antennen mit Rundempfangscharakteristik (z. B. Ringdipol) gestattet zwar durch eine allseitige Richtwirkung eine freizügige Senderauswahl, doch ergeben sich infolge des relativ geringen Gewinnes geringere Empfangsreichweiten gegenüber Mehrelementantennen mit Richtwirkung. Eine gute Lösung bietet der gestockte Ringdipol, der neben einem höheren Gewinn gegenüber dem einfachen Ringdipol, infolge seiner vertikalen Bündelung auch eine geringere Störanfälligkeit gegen Störspannungen von unten aufweist. Bei nicht allseitigem Sendereinfall kann der einfache Dipol ohne und mit Reflektor angewendet werden. Letztere Anordnung in gestockter Ausführung bietet neben ihrer hohen Empfangsleistung auch auf Grund ihres großen horizontalen Öffnungswinkels gute Empfangsergebnisse. Spezielle Richtantennen, wie z. B. die Drei- oder Fünfelementantennen, sollten nur bei einseitigem Sendereinfall verwendet werden, wenn Reflexionen den Empfang beeinträchtigen oder ortsnahe bzw. stark einfallende Sender eine Übersteuerung des Empfängers oder Verstärkers verursachen.

Antennen für die Fernsehbereiche

In den Fernsehbereichen wird die Auswahl der Antennen vor allem von der Feldstärke und der Grenzempfindlichkeit der Empfangsanordnung bestimmt. Während in den Bändern I und III die Eingangsspannung des Empfängers bzw. des Verstärkers für ein gutes Bild etwa 250 μV (an 60 Ω) betragen muß, werden im Band IV und Band V etwa 500 μV (mit Röhrenverstärkern) für die gleiche Bildqualität benötigt. Eine Erhöhung der Eingangsspannung bringt keine wesentlichen Vorteile, praktisch können daher, sofern die genannten Werte erreicht werden, Antennen mit geringeren Leistungen eingesetzt werden. Sofern diese Werte nicht erreicht werden, ist es jedoch zweckmäßig, für die bestmögliche Bildqualität Antennen mit hohen Gewinnwerten zu verwenden. Neben den Feldstärkewerten wird die Auswahl der Fernsehantennen auch von häufig vorhandenen Stör- und Reflexionsspannungen bestimmt. Gestockte Antennenformen vermindern durch ihre gute vertikale Bündelung Störeinstrahlungen von Kraftfahrzeugen und anderen elektrischen Geräten, die vor allem von unten auf die Antenne auftreffen. Dagegen wird die Auswahl der Antennen bei Reflexionen von deren Einfallsrichtung bestimmt. Reflexionen, die von rückwärts auf die Antenne auftreffen, können durch Antennen mit einem hohen Vor-Rück-Verhältnis ausgeblendet werden, während seitlich oder von vorn auftreffende Reflexionen nur von Antennen mit geringem horizontalem Öffnungswinkel unterdrückt werden können (z. B. parallele Anordnung).

Antennenkopf

Der Übergang der Stabantenne und ebenfalls auch der symmetrische Anschluß der UKW-Hör- und Fernsehrundfunkantennen auf das unsymmetrische Koaxialkabel erfordert eine Reihe einzelner Bauteile zum Aufbau einer Allwellenantenne. Bild 2 zeigt den Antennenkopf des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg, der die notwendigen Übertrager für die einzelnen Antennen enthält und daneben über Filter und Weichen die einzelnen Frequenzbereiche auf ein gemeinsames Ableitungskabel aufschaltet. Zum Empfang der Lang-, Mittel- und Kurzwellen dient eine zum Antennenkopf gehörende 3 m lange Antennenrute mit Prasselschutzkugel, die auf die Spitze des Antennenkopfes aufgeschraubt wird. Die Prasselschutz-

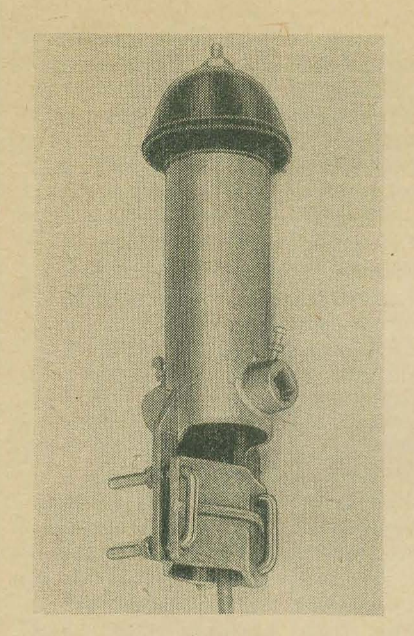


Bild 2: Antennenkopf des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

kugel verhindert die unangenehmen Störungen, die durch Sprüherscheinungen, z. B. Glimmentladungen usw., besonders im Hochsommer auftreten können. Zum Anschluß einer UKW- und einer Fernsehantenne sind im Antennenkopf, unter der Regenschutzhaube leicht erreichbar, die Anschlußklemmen für 240-Ω-Wellenwiderstand vorhanden. Das fest angeschlossene 60-Ω-Ableitungskabel wird unten aus dem Antennenkopf herausgeführt und kann dadurch im Antennenstandrohr niedergeführt werden. Die Befestigungslasche am unteren Teil des Antennenkopfes gestattet die Befestigung an Rohren von 40 mm bis 60 mm Durchmesser. Am Gehäuse des Antennenkopfes ist ferner eine Aufnahme für den Haltestab der UKW-Antenne vorhanden.
Um ein rückwirkungsfreies Zusammenschalten der einzelnen Antennen auf das gemeinsame Kabel zu ermöglichen, sind im Antennenkopf verschiedene Übertrager und Filter eingebaut

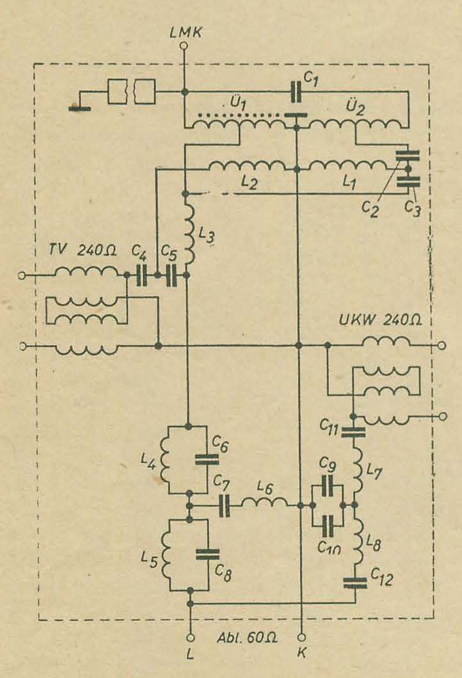


Bild 3: Schaltbild des Antennenkopfes

(Bild 3). Zum Schutz der Anlage dient eine im Antennenkopf untergebrachte Funkenstrecke. Durch zwei Übertrager, $Ü_1$ und $Ü_2$, wird der Scheinwiderstand der LMK-Antenne heruntertransformiert. Über einen Hochpaß (L_1, C_2, C_3) werden die Kurzwellenfrequenzen mit den Mittelwellenfrequenzen auf eine gemeinsame Ableitung geschaltet und anschließend über einen Tiefpaß (L_3) und über eine UKW-Bandsperre (C_6, C_7, C_8, L_4, L_5, L_6) auf ein gemeinsames Ableitkabel von 60 Ω geschaltet. Vor der UKW-Bandsperre werden zusätzlich die Fernsehfrequenzen mit einem Anschlußwert von 240 Ω über einen Symmetrieübertrager und einen Hochpaß (C_4, C_5 und L_2) aufgeschaltet. Die Frequenzen des UKW-Hörrundfunkbereiches werden ebenfalls über einen Symmetrieübertrager und einen UKW-Bandpaß (C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}, L_7, L_8) auf die gemeinsame Ableitung geschaltet.

Antennenverstärker

Berechnung

Die Verteilung der Antennenspannung in Gemeinschaftsantennenanlagen ist mit Verlusten verbunden, die von der Ausdehnung des Verteilernetzes und der Teilnehmerzahl abhängig sind. Die Verlustquellen an Hochfrequenzenergie auf dem Wege zum Anschluß der Empfangsgeräte sind:

1. Dämpfung in den Antennenzuleitungen und Verteilerleitungen
2. Dämpfung in den Entkopplungselementen
3. Dämpfung durch Reflexionen im Leitungssystem
4. Dämpfung in Übertragern, Filtern und Weichen

Unter Berücksichtigung der Teilnehmerzahl und der genannten Verlustquellen wird die Leistung des Verstärkers etwa nach folgender Beziehung ermittelt:

$$V \approx L \cdot \beta_k + n \cdot \beta_d + \beta_a + 10 \lg k$$

V = Leistungsverstärkung des Verstärkers in dB
L = Leitungslänge der längsten Verteilerleitung in m
β_k = Leitungsdämpfung (≈ 0,1 dB/m im Bd. III)
n = Zahl der Anschlußdosen
β_d = Einfügungsdämpfung pro Anschlußdose
(0,7 dB für Anlagen bis 16 Teilnehmer
0,3 dB für Anlagen über 16 Teilnehmer
bei der Anschlußdose 1181.957)
β_a = Anschlußdämpfung (Dämpfung Verteilerleitung-Teilnehmeranschluß)
(11 dB für Anlagen bis 16 Teilnehmer)
20 dB für Anlagen über 16 Teilnehmer)
k = Anzahl der Verteilerleitungen bei verlustloser Aufteilung

Durch den Zusammenhang zwischen Verstärkung und Teilnehmerzahl haben sich folgende günstige Nenngrößen für Antennenverstärker in Gemeinschaftsanlagen herausgebildet:

Verstärker bis zu 8 Teilnehmern
Verstärker bis zu 16 Teilnehmern
Verstärker bis zu 50 Teilnehmern

Mit diesen verschiedenen Verstärkereinheiten können die Gemeinschaftsantennenanlagen in den gebräuchlichen Gebäudetypen ausgerüstet werden. Auf diese Weise ist eine wirtschaftliche Bauweise möglich, da sowohl kleine als auch große Anlagen gebaut werden können.

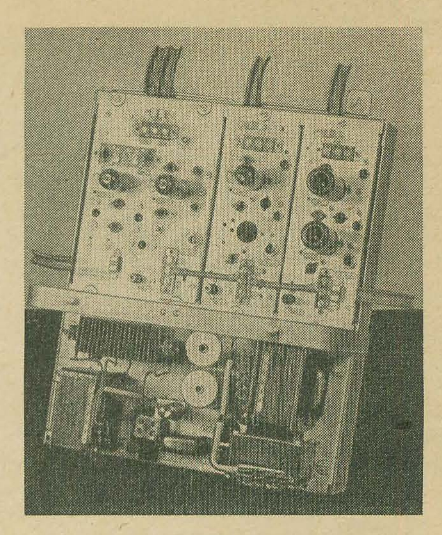


Bild 4: Gemeinschaftsantennenverstärker GAV 2, bestückt mit LMKU FI und FIII (Haube abgenommen)

Bei Anlagen über 50 Teilnehmern sind entweder mehrere Anlagen mit getrennten Antennen zu errichten, oder es können Verstärker zur Verteilung (Unterverstärker) eingesetzt werden, wenn eine gemeinsame Antenne verwendet werden soll.

Arbeitsweise des Verstärkers

Die nachfolgenden Betrachtungen beziehen sich auf den Gemeinschaftsantennenverstärker GAV 2 des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg. Dieser Verstärker entspricht in seiner mechanischen Ausführung und den elektrischen Werten den Bestimmungen nach TGL 12351. Der GAV 50, der ebenfalls nach den Forderungen der TGL geliefert wird, soll hier unberücksichtigt bleiben; er ist mit Ausnahme der Röhrenzahl und der Verstärkerwerte gleich aufgebaut.

Frequenzbereich:
LM: 150 — 1600 kHz
K: 5,9 — 20 MHz
UKW: 87,5 — 100 MHz
TV Bd. I: K2, K3; K4; K2 —4
TV Bd. III: K5 — K7; K7 — K9; K9 — K11; K5 — K11

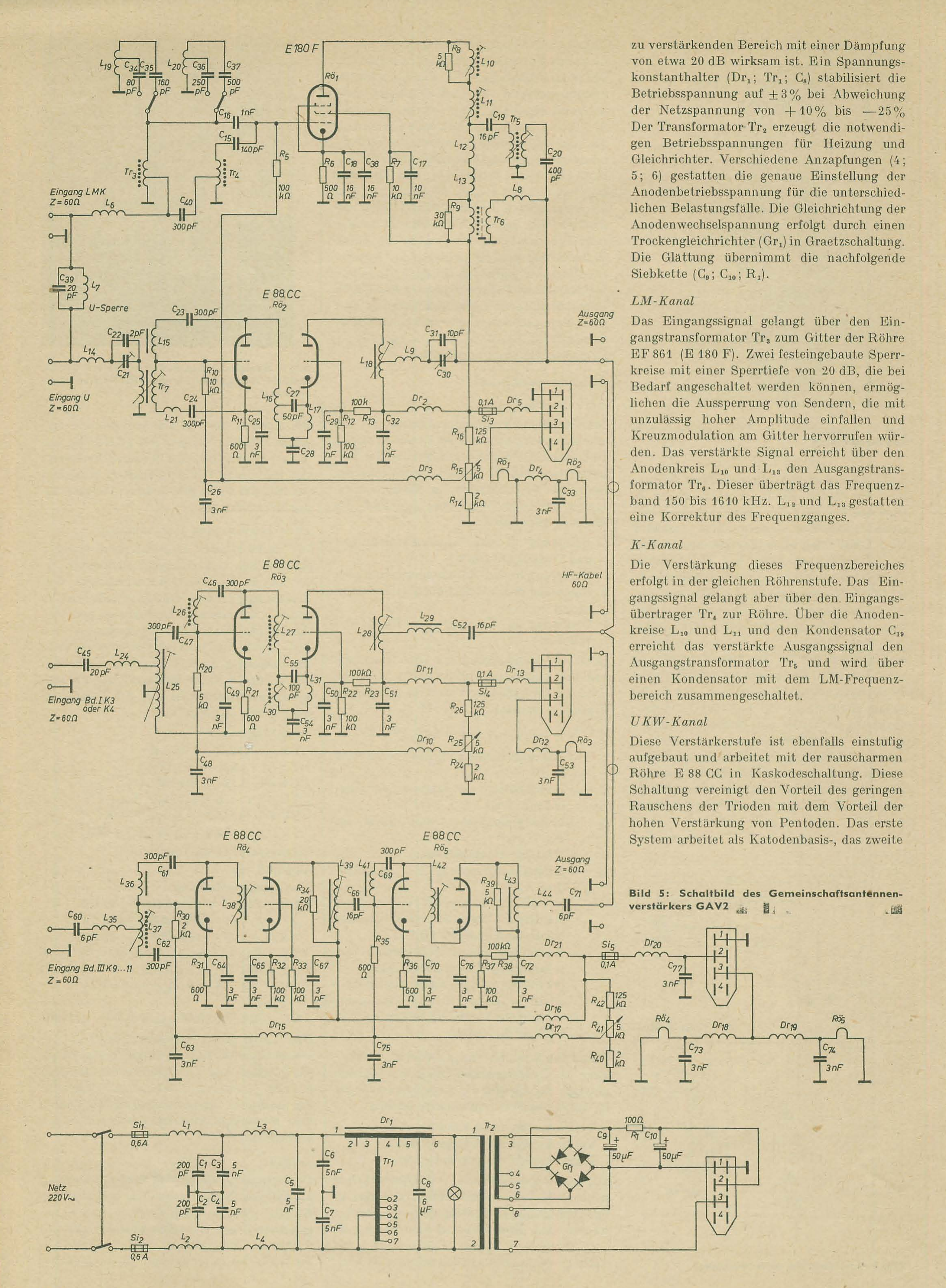
Eingänge: 60 Ω, unsymmetrisch
Ausgänge: 2 × 60 Ω

Spannungsverstärkung:
LM (150 — 1600 kHz) = 22 dB
K (5,9 — 20 MHz) = 14 dB
UKW (87,5 — 100 MHz) = 25 dB
TV — Bd. I (Breitbandverst.) = 32 dB
TV — Bd. I (Kanalverst.) = 24 dB
TV — Bd. III (Kanalgruppenverst.) = 32 dB
TV — Bd. III (Breitbandverst.) = 26 dB

Bild 4 zeigt diesen Verstärker, der zum Anschluß von etwa 16 Teilnehmern bestimmt ist. Der Netzteil und die Verstärkerstreifen sind in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht. Zur leichteren Auswechselbarkeit sind beide über Messerkontaktleisten mit dem Rahmen verbunden.

Netzteil

Die Betriebsspannung wird an einer Leuchtenklemme zugeführt. Nach einem doppelpoligen Schalter wird das Gerät durch Si_1 und Si_2 abgesichert. Gegen von außen über das Netz eindringende Störungen ist eine Siebkette (C_1 bis C_7; L_1 bis L_4) eingebaut, die im gesamten



zu verstärkenden Bereich mit einer Dämpfung von etwa 20 dB wirksam ist. Ein Spannungskonstanthalter (Dr_1; Tr_1; C_8) stabilisiert die Betriebsspannung auf $\pm 3\%$ bei Abweichung der Netzspannung von $+10\%$ bis -25%. Der Transformator Tr_2 erzeugt die notwendigen Betriebsspannungen für Heizung und Gleichrichter. Verschiedene Anzapfungen (4; 5; 6) gestatten die genaue Einstellung der Anodenbetriebsspannung für die unterschiedlichen Belastungsfälle. Die Gleichrichtung der Anodenwechselspannung erfolgt durch einen Trockengleichrichter (Gr_1) in Graetzschaltung. Die Glättung übernimmt die nachfolgende Siebkette (C_9; C_{10}; R_1).

LM-Kanal

Das Eingangssignal gelangt über den Eingangstransformator Tr_3 zum Gitter der Röhre EF 861 (E 180 F). Zwei festeingebaute Sperrkreise mit einer Sperrtiefe von 20 dB, die bei Bedarf angeschaltet werden können, ermöglichen die Aussperrung von Sendern, die mit unzulässig hoher Amplitude einfallen und Kreuzmodulation am Gitter hervorrufen würden. Das verstärkte Signal erreicht über den Anodenkreis L_{10} und L_{13} den Ausgangstransformator Tr_6. Dieser überträgt das Frequenzband 150 bis 1610 kHz. L_{12} und L_{13} gestatten eine Korrektur des Frequenzganges.

K-Kanal

Die Verstärkung dieses Frequenzbereiches erfolgt in der gleichen Röhrenstufe. Das Eingangssignal gelangt aber über den Eingangsübertrager Tr_4 zur Röhre. Über die Anodenkreise L_{10} und L_{11} und den Kondensator C_{19} erreicht das verstärkte Ausgangssignal den Ausgangstransformator Tr_5 und wird über einen Kondensator mit dem LM-Frequenzbereich zusammengeschaltet.

UKW-Kanal

Diese Verstärkerstufe ist ebenfalls einstufig aufgebaut und arbeitet mit der rauscharmen Röhre E 88 CC in Kaskodeschaltung. Diese Schaltung vereinigt den Vorteil des geringen Rauschens der Trioden mit dem Vorteil der hohen Verstärkung von Pentoden. Das erste System arbeitet als Katodenbasis-, das zweite

Bild 5: Schaltbild des Gemeinschaftsantennenverstärkers GAV2

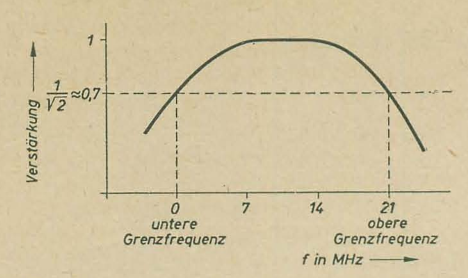


Bild 6: Frequenzgang eines Kanalgruppenverstärkers

als Gitterbasisverstärker. Beide Systeme sind gleichstrommäßig hintereinandergeschaltet. Die Empfangsenergie wird über einen Saugkreis (L_{14}; C_{21}; C_{22}) in den Eingangskreis eingekoppelt. Die Auskopplung erfolgt ebenfalls über einen Saugkreis (L_9; C_{30}; C_{31}). Die Gitter-, Heiz- und Anodenkreise sind sorgfältig verdrosselt, um Rückwirkungen zu vermeiden. Der Anodenstromkreis ist mit 0,1 A abgesichert.

Fernsehkanäle

Sämtliche Fernsehverstärker (Bd. I; Bd. III) enthalten ebenfalls Kaskodestufen und sind mit Ausnahme eines einstufigen Kanalverstärkers im Band I zweistufig mit den Röhren E 88 CC ausgeführt. Die Notwendigkeit einer zweistufigen Ausführung wurde bestimmt

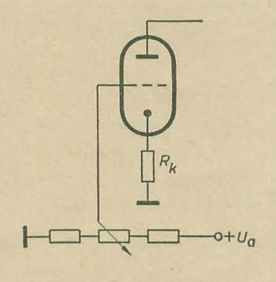


Bild 7: Die Erzeugung der Gittervorspannung im GAV2

Bild 9: Zusammenschaltung der Verstärkerausgänge ▶

durch die größeren Leitungsverluste des Verteilersystems im Band III und durch geringere Verstärkung der Röhren in diesem Frequenzbereich. Zur Erzielung günstig aufeinander abgestimmter Verstärkungswerte arbeiten diese zweistufigen Ausführungen als Kanalgruppen- oder Breitbandverstärker.

Sämtliche Verstärker sind als Resonanzverstärker mit Bandfilterkopplung und versetzten Einzelkreisen zur Erzielung der gewünschten Durchlaßkurve aufgebaut (Bild 6). Die Ein- und Auskopplung erfolgt über Saugkreise. Die Gitter-, Heiz- und Anodenkreise sind zur Vermeidung von Rückwirkungen ebenfalls sorgfältig verdrosselt.

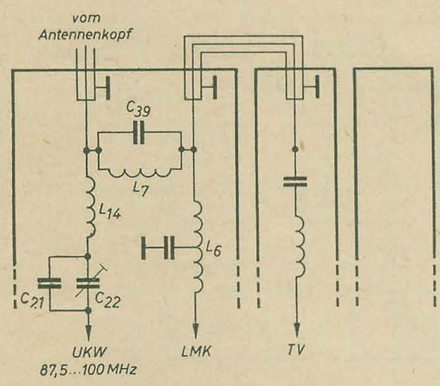


Bild 8: Zusammenschaltung der Verstärkereingänge

Gitterspannung

Zur Erzielung einer langen Lebensdauer arbeiten die Röhren mit einer festen positiven Gitterspannung, die über Spannungsteiler und den GV-Regler fest eingestellt werden. Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist etwa folgende (Bild 7).

Am Katodenwiderstand R_k entsteht durch den Katodenstrom ein Spannungsabfall, der höher als die angelegte positive Gittervorspannung U_g ist. Zwischen Gitter und Katode entsteht also ein negatives Potential. Wird nun infolge Nachlassens der Emission der Anodenstrom kleiner, so verringert sich auch die negative Spannung zwischen Gitter und Katode, was wiederum einen Anstieg des Anodenstromes zur Folge hat. Die Röhre regelt sich also stets auf ihren Arbeitspunkt ein, und damit bleiben der Anodenstrom und die Leistung der Röhre bis zum Ende der Lebensdauer erhalten. Die Röhre E 88 CC gilt z. B. als verbraucht, wenn bei einem Katodenwiderstand von 680 Ω und einer Gittervorspannung von 9 V der Anodenstrom von 15 mA auf 13,5 mA abgefallen ist. Im genannten Beispiel erreicht die Spannung zwischen Gitter und Katode den Wert 0 V.

Bedeutung, da das Verhältnis von Wellenlänge zu Leitungslänge sehr groß ist. Praktisch liegt nur die Kabelkapazität der Verbindungsleitung dem LMK-Eingang parallel. Der Fernsehverstärker wird ebenfalls über einen Saugkreis angekoppelt. Ein zweiter Fernsehverstärker kann nicht angekoppelt werden, da diese Ankoppelleitung wiederum eine Stichleitung darstellen würde. Dieser Verstärkerstreifen muß mit einer getrennten Ableitung versehen werden.

Die Verstärkerstreifen können auch mit getrennten Antennen betrieben werden. Bei Verwendung von getrennten LMK- und UKW-Antennen muß jedoch der Parallelresonanzkreis (C_{39}; L_7) entfernt werden, da die UKW-Antenne für die LMK-Frequenzen über diesen Kreis einen Kurzschluß darstellen würde.

Die Zusammenschaltung der Verstärkerausgänge zeigt Bild 9. Die eingezeichneten Spulen entsprechen, mit Ausnahme der LMK-Auskopplung, den Verstärkerausgangsschaltungen. Die tatsächliche LMK-Auskopplung entspricht in ihrer Funktion dem eingezeichneten Tiefpaß.

Jeder Verstärker besitzt zwei Ausgänge für

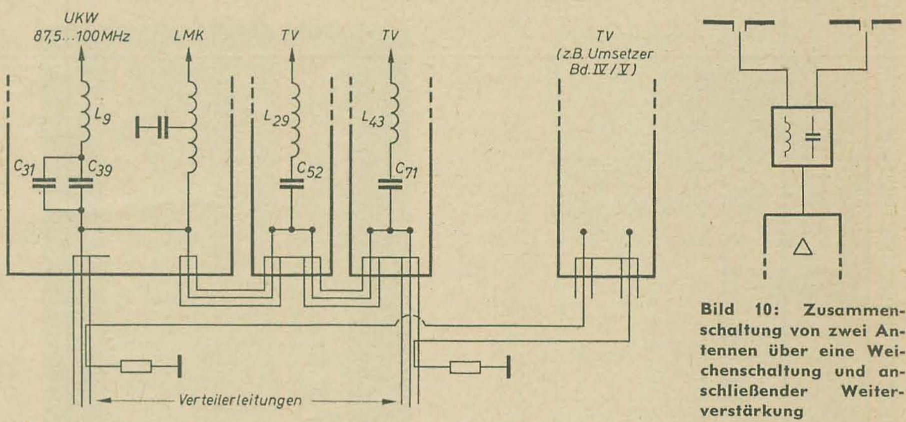


Bild 10: Zusammenschaltung von zwei Antennen über eine Weichenschaltung und anschließender Weiterverstärkung

Zusammenschaltung der Verstärkerstreifen

Sowohl zum Auftrennen der vom Antennenkopf gelieferten Frequenzbereiche als auch zum gegenseitigen Zusammenschalten dieser Frequenzbereiche auf die Verteilerleitungen werden Weichen benötigt, die ein rückwirkungsfreies Zusammenschalten der Verstärkerstufen ermöglichen. Bild 8 zeigt die Zusammenschaltung der Verstärkereingänge. Die gezeichneten Spulen und Kondensatoren entsprechen den Eingangsschaltungen der Verstärkerstreifen. Über den Saugkreis (C_{21}; C_{22}; L_{14}) wird die HF-Energie für den UKW-Hörrundfunkbereich ausgesiebt. Dieser Kreis stellt für die Frequenzen 87 bis 100 MHz einen sehr niederohmigen, für alle anderen Frequenzen jedoch einen sehr hochohmigen Widerstand dar. Nach einem Parallelresonanzkreis (C_{39}; L_7), der für die Frequenzen 87 bis 100 MHz hochohmig wirkt, erfolgt die Aussiebung der LMK-Frequenzen (L_6).

Dieser Parallelresonanzkreis soll eine Belastung bzw. Verstimmung des UKW-Verstärkers durch die folgende Verbindungsleitung verhindern. Diese Verbindungsleitung würde ohne den Parallelresonanzkreis eine Stichleitung für den UKW-Verstärker darstellen und damit dessen Leistung erheblich herabsetzen. Obwohl die Verbindungsleitung dem LMK-Eingang parallel liegt, ist sie doch für diesen Frequenzbereich von untergeordneter

eine Belastung von je 60 Ω. Die Ausgangsimpedanz oder der Lastwiderstand pro Verstärker beträgt also 30 Ω. Die Auskoppelkreise haben auch hier die Eigenschaft, außerhalb des jeweiligen Durchlaßbereiches hochohmig zu sein. Die Verstärkerstreifen können daher ohne weitere Selektionsmittel einfach parallel geschaltet werden. So können beispielsweise zusätzliche Verstärker, einen gewissen Frequenzabstand vorausgesetzt, ohne weiteres in die Stammleitung eingeschleift werden. Bei benachbarten Frequenzen kann, wie im Bild 9 eingezeichnet, der zusätzliche Verstärker über Richtkoppler mit einem relativ geringen Leistungsverlust, jedoch mit einer hohen Entkopplung beider Verstärkerausgänge, eingekoppelt werden. Eine weitere Möglichkeit zum Zusammenschalten benachbarter Kanäle besteht in der Zusammenschaltung über eine Weichenanordnung vor dem Verstärker und der anschließenden Weiterverstärkung mit einem Breitbandstreifen (Bild 10).

Bemerkenswert für die Schaltung wäre noch, daß beim Anschluß nur einer Verteilerleitung, die fehlende Leitung durch einen Abschlußwiderstand ersetzt werden muß, da sonst die Verbindungsleitungen der Verstärkerstreifen untereinander eine Stichleitung für die Verstärkerstreifen bilden. Aus dem gleichen Grund ist auch ein Anschluß beider Verteilerleitungen an einen Klemmpunkt nicht möglich.

Die Storno UKW-Funksprechanlage für Schiffe CQF 13-2

Die dänische Firma Storno (Zweigfirma der Great Northern Telegraph Co. Ltd.) hat im letzten Jahr eine neue Seefunksprechanlage im Frequenzbereich 152 ··· 174 MHz entwickelt, die hohen Ansprüchen genügt. Die Anlage dient zur telefonischen Verständigung zwischen Schiffen und für kürzere Strecken Schiff—Land. Das Gerät ist zur Bedienung durch nichttechnisches Personal geeignet und entspricht in der Konstruktion sowohl den Marine-Radio-Empfehlungen von den Haag 1957 als auch dem sowjetischen Seeregister. Welchen Wert die Firma der Freigabe durch das sowjetische Seeregister beimißt, geht daraus hervor, daß sie ihrem Angebotsprospekt die Fotokopie des Originalschreibens der Hauptverwaltung des Seeregisters Leningrad beifügt.

Das Funksprechgerät besteht aus zwei Teilen: dem Bediengerät mit Handapparat (Bild 1) und dem Sender-Empfängerschrank (Bild 2). Das Gerät ist für den Einsatz im tropischen Klima geeignet. Das Bediengerät ist wasserdicht ausgeführt, mittels Kanalschalter können alle 26 internationalen Kanäle gewählt werden. Als weitere vorteilhafte Eigenschaft wäre die automatische Rückschaltung auf den Ruf- und Sicherheitskanal zu erwähnen, die immer dann in Funktion tritt, wenn das Gerät auf Empfang geschaltet wird. Unabhängig vom eingestellten Betriebskanal schaltet das Gerät beim Aufhängen des Handapparates auf den Rufkanal um.

Als Antenne wird ein vertikaler Halbwellendipol benutzt, der in der Horizontalebene ein Rundstrahldiagramm besitzt. Im Fuß der Antenne ist der Breitband-Impedanztransformator angeordnet, der die Antenne an ein 50-Ω-Kabel anpaßt. Die Länge des Antennenstabes beträgt 148 cm, der Durchmesser 4 cm.

Das Gerät ist in konventioneller Schaltungstechnik aufgebaut, jedoch sind in den Netzteilen und im NF-Leistungsverstärker Halbleiterbauelemente eingebaut worden, die den elektrischen Wirkungsgrad erhöhen. Besonderer Wert wird auf hohe Betriebszuverlässigkeit der Schaltung gelegt.

Im Bild 4 ist noch die Anpassung der Stabantenne über den Frequenzbereich des Gerätes hinweg angegeben, sie ist bei allen Frequenzen besser als m = 1,5. Die Röhrenbestückung kann auf Wunsch mit europäischen oder amerikanischen Typen oder auch mit speziellen Langlebensdauerröhren erfolgen.

Nachstehend die technischen Daten des UKW-Funksprechgerätes:

Stromversorgung:
110 oder 220 V Wechselstrom 50 Hz ± 10%
Leistungsaufnahme:
Empfang 85 Watt
Senden 145 Watt bei voller Sendeleistung
Senden 130 Watt bei reduzierter Sendeleistung
Frequenzbereich: 152 bis 174 MHz
Abmessungen:
Sender-Empfängerschrank: 400 × 770 × 150 mm
Bediengerät: 275 × 220 × 110 mm
Gewichte: Sender-Empfänger: 30 kp
Bediengerät: 6,8 kp

Senderdaten

Kanalzahl: 26
Ausgangsleistung: Volle Leistung 20 W
niedrige Leistung 0,5 W
Modulationsart: FM (Phasenmodulation)
Maximaler Hub: ± 15 kHz
Nebenwellenunterdrückung: besser als 70 dB
Frequenzstabilität:
$\pm 15 \cdot 10^{-6}$ bei einer Umgebungstemperatur von —10 bis + 40 °C
Eingangsimpedanz: 600 Ω (für Kohlemikrofon)
Eingangspegel:
—13 dBm bei Hub = 10 kHz und NF = 1 kHz
NF-Frequenzgang:
+ 6 dB pro Oktave von 300 bis 3000 Hz



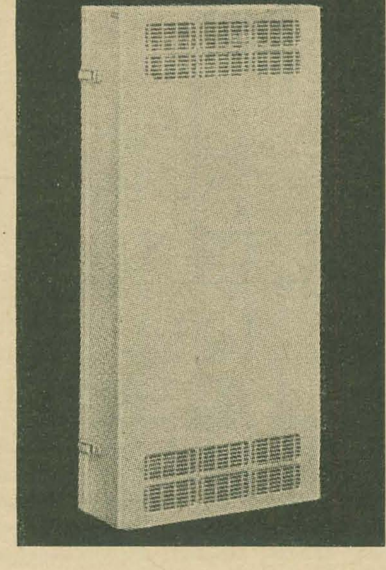


Bild 1: Bediengerät des UKW-Funksprechgeräts CQF 13-2

Bild 2: Sender-Empfängerschrank des Funksprechgerätes ▶

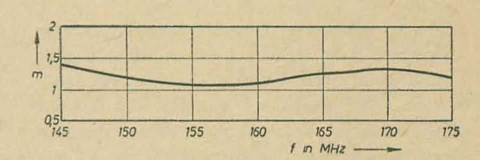


Bild 4: Anpassung der Stabantenne AN 11-21

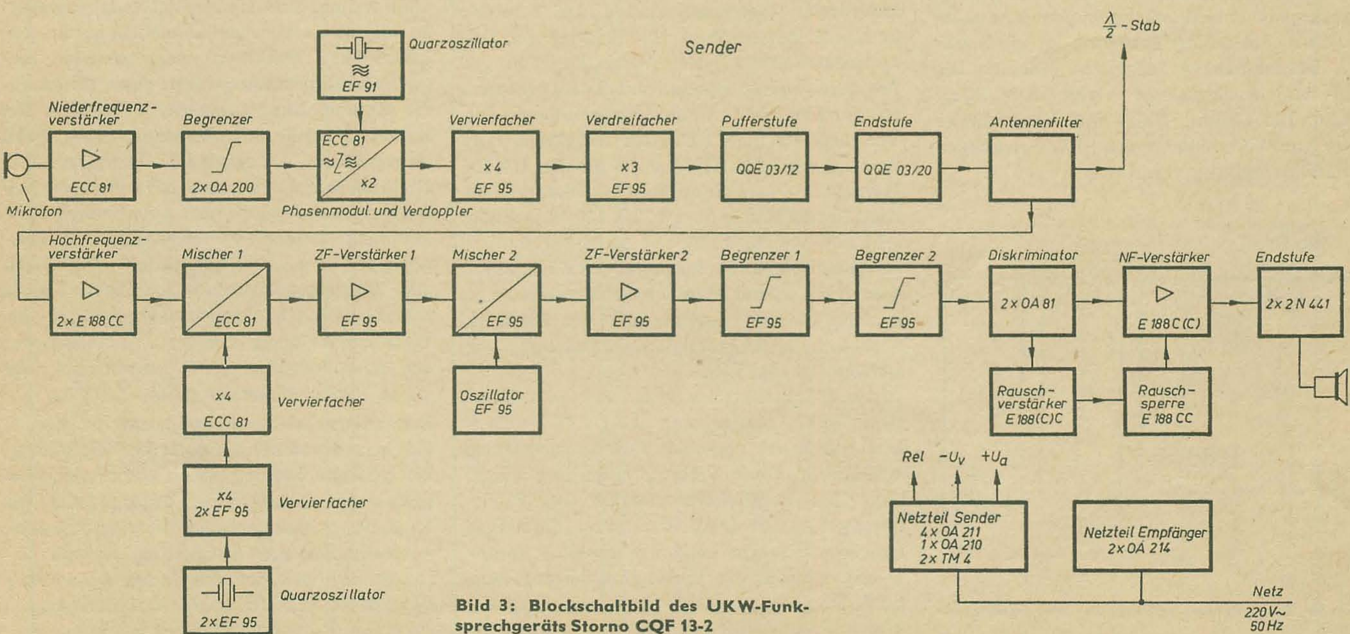


Bild 3: Blockschaltbild des UKW-Funksprechgeräts Storno CQF 13-2

Sonnenzellen

A. TEWES

Die ersten Exemplare der heutigen Sonnenzellen gab es bereits im Jahre 1954. Zu diesem Zeitpunkt etwa begann man mit der Untersuchung der Diffusionstechnik, deren Anwendung für die Herstellung von Sonnenzellen notwendig ist. Daß dann die Weiterentwicklung von Sonnenzellen so rasch weiterging, ist in der Hauptsache ihrer Verwendung in Satelliten zu verdanken, wo sie zur Versorgung der Meßgeräte mit elektrischer Energie unentbehrlich geworden sind.

Die Wirkungsweise der Sonnenzellen beruht auf dem Sperrschichtfotoeffekt (fotovoltaischer Effekt). Er bezieht sich auf einen Kristall mit einer Schicht unipolar bevorzugter Leitfähigkeit. Werden innerhalb dieser Schicht Elektronen durch Lichtbestrahlung aus ihrer Bindung an die Gitteratome gelöst, so wandern sie bevorzugt in einer Richtung. Dadurch entsteht zwischen beiden Seiten der Schicht eine elektrische Spannung, und man kann eine Leistung entnehmen. Eine solche Schicht unipolar bevorzugter Leitfähigkeit besteht z. B. an der Kontaktfläche zwischen Kupfer und Kupferoxydul, auch Kontakte zwischen einem reinen Halbleiter und einem Metall weisen diese Eigenschaft auf.

Es ist nicht allzu schwierig, sich die Entstehung einer äußerlich meßbaren Spannung an dem pn-Übergang im Falle der Belichtung zu erklären. Äußerlich meßbar wurde deswegen betont, weil ja im Gleichgewichtsfall schon eine Diffusionsspannung zwischen der p- und n-Schicht besteht; diese ist aber nicht meßbar. Meßbar sind nur Änderungen der Diffusionsspannung. Im Gleichgewichtsfall gilt in homogenem Material für die Konzentrationen n (der Elektronen) und p (der Löcher)

$$n \cdot p = \text{konst} = n_i^2 \qquad (1)$$
$$= 2{,}25 \cdot 10^{20}\ \text{cm}^{-6}\ \text{für Si}$$

n_i ist dabei eine Materialkonstante.

Der auf der rechten Seite in Gleichung (1) angegebene Wert gilt für Silizium bei Raumtemperatur. Hervorzuheben ist, daß das Produkt $n \cdot p$ unabhängig von der Art und Stärke der Dotierung ist. Beträgt z. B. in einem Stück n-Silizium die Konzentration der freien Elektronen $n = 10^{16}\ \text{cm}^{-3}$, dann ergibt sich nach Gleichung (1) die Konzentration der Minoritätsträger $p = 2{,}25 \cdot 10^4\ \text{cm}^{-3}$. Das heißt, auf 10^{12} Elektronen kommt also etwa ein Loch.

Wenn der Halbleiterkristall parallel zur Oberfläche einen pn-Übergang besitzt und auf die Oberfläche Licht fällt, dessen Photonen hinreichend Energie besitzen, so entsteht bei jeder Ionisierung sowohl ein freies Elektron als auch ein Loch. Elektronen und Löcher entstehen dabei immer in gleicher Anzahl. Während aber diese Ladungsträgerzunahme für die Majoritätsträger (n) praktisch bedeutungslos ist, wird die Minoritätsträgerkonzentration (p) durch die Ionisierung um mehrere Zehnerpotenzen erhöht. Wenn also im obigen Beispiel 10^{10} Elektronen-Loch-Paare in jeder Sekunde je cm^2 Oberfläche erzeugt werden, bedeutet das für die Majoritätsträger eine Zunahme von etwa 0,0001%. Die Minoritätsträgerkonzentration vergrößert sich jedoch dabei um das 10^6fache! Der Konzentrationsunterschied der Elektronen zwischen dem n- und dem p-Teil verringert sich um denselben Faktor 10^6. Als Folge davon wird der Diffusionsstrom schwächer sein als im unbelichteten Zustand. Dieser Stromanteil ist es, der die Diffusionsspannung aufbaut. Es entsteht also jetzt an den äußeren Klemmen eine Spannung U (Bild 1).

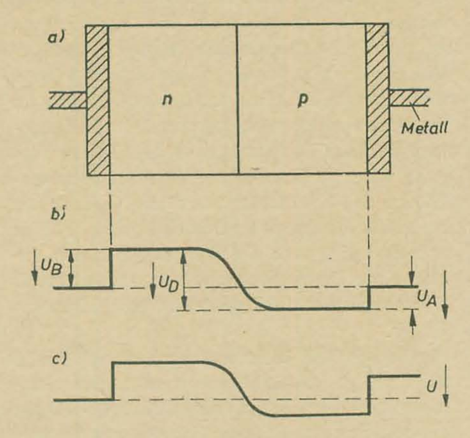


Bild 1: Elektrostatisches Potential in einem pn-Übergang a) Geometrische Anordnung, b) pn-Übergang im Gleichgewicht, U_A und U_B sind die Berührungsspannungen an den Elektroden ($U = U_A - U_D + U_B = 0$), c) pn-Übergang bei Belichtung, U meßbar

Eine Sonnenzelle ist praktisch ein Halbleiterkristall mit einem pn-Übergang dicht unter der Oberfläche und ohmschen Kontakten an beiden Seiten, wie es im Bild 2 dargestellt ist. Sie hat also grundsätzlich dieselbe Struktur wie eine Halbleiterdiode, nur werden die Formgebung, Wahl des Dotierungsniveaus und damit auch der Herstellungstechnik von anderen Gesichtspunkten bestimmt.

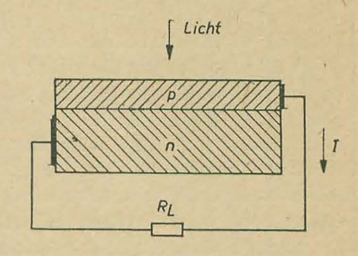


Bild 2: Schema einer Sonnenzelle

Fällt auf die Zelle Licht, so wird eine gewisse Menge von Elektronen-Loch-Paaren je Sekunde erzeugt. Diese Ladungsmenge in der Zeiteinheit, bzw. der sich daraus ergebende Strom, wird Fotostrom I_f genannt. Sind p- und n-Zone kurzgeschlossen, so fließt durch den Kreis der Kurzschlußstrom I_{CC} (für $R_L = 0$). Der Kurzschlußstrom unterscheidet sich nur wenig vom Fotostrom. Es gilt daher

$$I_f \approx I_{CC} \qquad (2)$$

Ist aber der Stromkreis nicht geschlossen, d. h. $R_L = \infty$, so muß der Fotostrom durch einen gleich großen Strom von Majoritätsträgern durch die Sperrschicht kompensiert werden. In diesem Fall ist die äußere Spannung maximal. Sie heißt Leerlaufspannung U_0. Die interessanten Fälle liegen zwischen diesen beiden Extremen. Es liegt normalerweise ein Verbraucher mit dem endlichen Widerstand R_L im äußeren Stromkreis. Der Lichtstrom teilt sich auf in einen Anteil I, der den Verbraucher durchfließt, und einen Anteil I_j, der als Majoritätsträgerstrom in Durchlaßrichtung durch die Sperrschicht fließt (Bild 3). Für die Stromanteile gilt

$$I_f + I + I_j \qquad (3)$$

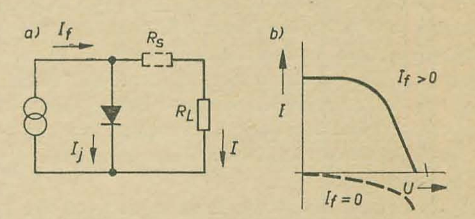


Bild 3: a) Ersatzschaltbild und b) ideale Strom-Spannungs-Kennlinie einer Sonnenzelle. Bei Belichtung des pn-Überganges ist $I_f > 0$, ohne Belichtung ist dagegen $I_f = 0$

Dabei ist der Zusammenhang zwischen dem Strom I_j und der Spannung an der Sperrschicht gegeben in der Gleichung

$$I_j = I_0 \left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1 \right) \qquad (4)$$

Fortsetzung von Seite 528

Empfängerdaten

Eingangsimpedanz: 50 Ω koaxial
Empfindlichkeit: 0,4 μV bei 12 dB Signal-Rausch-Abstand
Rauschzahl: 4 ··· 6 dB
Trennschärfe: 70 dB bei ±35 kHz
Nebenwellenunterdrückung: größer als 80 dB
Frequenzstabilität:
±15 · 10⁻⁶ bei einer Umgebungstemperatur von —10 bis +40 °C
Störsperre:
rauschspannungsbetätigtes Relais, einstellbar von 0,4 bis 3,5 μV Eingangsspannung
NF-Frequenzgang:
—6 dB pro Oktave von 300 bis 3000 Hz
Ausgangsimpedanz: 600 Ω
Maximale NF-Ausgangsleistung: 3 Watt bei < 10 % Klirrfaktor

Die Verbindung zwischen Bediengerät und Sender-Empfängerschrank wird mit einem 30-adrigen Kabel hergestellt. Die Absetzbarkeit beträgt bei Normalkabel 12 m und bei Spezialkabel 40 m. Es lassen sich zwei Bediengeräte (z. B. Brücke und Steuerhaus) parallel anschließen, von denen aus die Bedienung wechselweise erfolgen kann.

Alles in allem stellt das UKW-Funksprechgerät CQF 13-2 ein modern konstruiertes, betriebssicheres Gerät in konventioneller Schaltungstechnik dar.

Die in dieser Beziehung vorkommende Spannung U ist identisch mit der durch den Strom I am Lastwiderstand R_L abfallenden Spannung. Damit ergibt sich schließlich als Beziehung zwischen dem wirklich im äußeren Stromkreis fließenden Strom I und der Spannung U an den Klemmen der Sonnenzelle aus Gleichung (3) und Gleichung (4)

$$I = I_f - I_o \left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1\right) \quad (5)$$

Gleichung (5) stellt die Strom-Spannungs-Charakteristik einer idealen Sonnenzelle dar. Ihr Verlauf ist qualitativ in Bild 3b gezeichnet.

Der in Bild 3a erkennbare Widerstand R_s (gestrichelt gezeichnet) deutet schon an, daß in der Sonnenzelle auch Verluste auftreten, die den Wirkungsgrad verschlechtern und den tatsächlich abgegebenen Strom I verkleinern. Der durch den äußeren Kreis fließende Strom I hat auf seinem Weg den ohmschen Widerstand des Halbleitermaterials zwischen Sperrschicht und Kontakt und die Kontaktwiderstände beim Übergang vom Halbleiter auf das Metall der Anschlußelektroden zu überwinden. Diese Widerstände werden unter dem Sammelbegriff ,,Serienwiderstand R_s" (auch Innenwiderstand) zusammengefaßt. R_s bewirkt einen Spannungsabfall von der Größe $I \cdot R_s$ zwischen dem Rand der Sperrschicht und den Elektroden. Die erweiterte Strom-Spannungs-Charakteristik Gleichung (5), die den Innenwiderstand berücksichtigt, lautet daher

$$I = I_f - I_o \left(e^{\frac{e}{kT}(U - I \cdot R_s)} - 1\right) \quad (6)$$

Die Existenz des Serienwiderstandes R_s ist unvermeidbar, doch werden große Anstrengungen gemacht, ihn möglichst klein zu halten. Bei praktisch ausgeführten Zellen von 2 cm^2 aktiver Fläche (z. B. Siemens-Typ BPY 11) ist es möglich, ihn in der Größenordnung von 1 Ω zu halten.

Neben dem Serienwiderstand hat noch der Parallelwiderstand in der Zelle Einfluß auf den Wirkungsgrad. Als Parallelwiderstand bezeichnet man gegebenenfalls vorhandene ohmsche Verbindungen zwischen p- und n-Teil der Sonnenzelle, die z. B. durch Verschmutzung der Oberfläche an der Stelle, wo der pn-Übergang freiliegt, entstehen können. Messungen an praktischen Sonnenzellen haben jedoch ergeben, daß der Einfluß der Parallelwiderstände vernachlässigt werden kann, wenn ihr resultierender Widerstand etwa 1000 Ω (oder größer) beträgt. Dieser Grenzwert ist bei richtiger Technologie und sauberem Arbeiten während der Herstellung leicht einzuhalten.

Ein anderer Effekt aber kann zu weiteren Verlusten führen. Aus Gründen der Herstellungstechnik sind die Si-Sonnenzellen derart hochglänzend, daß bis zu 30% der einfallenden Lichtstrahlung schon an der Oberfläche reflektiert werden und somit für die Umwandlung in elektrische Energie verlorengehen. Den hierdurch entstehenden Verlust kann man aber leicht auf etwa 5% herabdrücken, wenn man die Oberfläche mit einem hauchdünnen Film eines Antireflexionsmittels überzieht. Praktisch erreicht man dies durch Aufdampfen einer dünnen Haut aus Kunstharz.

Die Technologie der Sonnenzellen

Der pn-Übergang in der Sonnenzelle muß dicht unter der Oberfläche im Abstand von etwa 1 μm liegen. Hier bestehen nun technologisch zwei Möglichkeiten: einmal kann eine dünne p-leitende Schicht sich auf einem Kristall vom n-Typ befinden, andererseits kann auch die dünne Schicht n-leitend gewählt werden, wobei das darunter liegende Material dann vom p-Typ sein muß. Die erste Art wird mit p/n-Zelle, die zweite mit n/p-Zelle bezeichnet. Als Ausgangsmaterial wird heute fast ausschließlich Silizium verwendet. In der folgenden Tabelle ist für verschiedene Materialien die Bandbreite in eV (Elektronenvolt) und der erreichbare Wirkungsgrad zusammengestellt:

Material	Bandbreite in eV	Wirkungsgrad in %
Silizium	1,1	15,0
Indiumphosphid	1,25	2,0
Galliumarsenid	1,35	9,0
Cadmiumtellurid	1,45	4,0
Kupferoxydul	2,1	0,5
Selen	2,2	1,0
Galliumphosphid	2,25	0,5
Cadmiumsulfid	2,4	6,0

Der Begriff der Bandbreite ist ein wesentliches Kennzeichen der Halbleiter. Er bezieht sich auf die Verteilung der Energiebänder von Elektronen in Halbleiterkristallen und beinhaltet die Breite in eV des ersten verbotenen Energiebandes zwischen dem Leitungsband und dem Valenzband. Der Abstand der oberen Kante des Valenzbandes bis zur unteren Kante des Leitungsbandes ist mit derjenigen Energie identisch, die aufgewendet werden muß, um ein Elektron aus seiner Bindung an das Atom zu lösen und damit dem Ladungstransport zur Verfügung zu stellen. Dieser Vorgang wird im Bändermodell dadurch ausgedrückt, daß ein Elektron aus dem Valenzband in das Leitungsband gehoben wird[1]). Für Si erfordert dies nach der oben angegebenen Tabelle einen Energieaufwand von $\Delta W = 1{,}1$ eV. Man sagt auch, die Bandbreite des Si betrage 1,1 eV.

Die Tabelle läßt übrigens erkennen, daß das Si noch einige ernste Konkurrenten hat. Insbesondere Galliumarsenid scheint infolge seiner spektralen Empfindlichkeit und des verhältnismäßig hohen Wirkungsgrades große Erwartungen zu wecken. Man kann annehmen, daß es bei gleicher Bauweise wie die heutigen Si-Sonnenzellen diese in bezug auf den Wirkungsgrad um 5 bis 10% übertreffen kann.

Wie bei allen Halbleiter-Bauelementen muß auch für die Herstellung von Sonnenzellen das Si zunächst gut gereinigt werden. Während es geschmolzen wird, fügt man ihm ein Phosphoratom auf etwa 10^6 Si-Atome zu. Damit erreicht man eine Leitfähigkeit von etwa $2 \cdot \Omega^{-1}\,cm^{-1}$. Aus dieser Schmelze werden nun Einkristalle gezogen, die Stabform von 15 bis 100 mm Durchmesser haben. Je nach der gewünschten geometrischen Form der Sonnenzellen schleift man diese Stäbe rund oder rechteckig auf den gewünschten Durchmesser oder die Kantenlänge. Dann werden die Stäbe in Scheiben zersägt, womit man die endgültigen Platten erhält. Ihre Dicke ist eigentlich nur dadurch bestimmt, daß sie beim anschließenden Arbeitsvorgang nicht zerbrechen sollen. Die elektrisch-optischen Eigenschaften wären schon bei einer Stärke von 10 μm vorhanden. Die Oberfläche erhält ihre endgültige Glätte und Feinheit dadurch, daß man durch chemisches Ätzen mit Gemischen aus HnO_3, Hf und CH_3CoOh noch 10 bis 20 μm abträgt. pn-Übergänge in Abständen von rund 1 μm unter der Oberfläche lassen sich nur mittels Diffusion herstellen. Als p-Bildner eignet sich besonders gut Bor. Dieses wird gewöhnlich in der Verbindung B_2O_3 verwendet. Man arbeitet hier mit einem Zweistufen-Prozeß; in der ersten Stufe, beim Aufdampfen, wird eine genügend große Anzahl von Boratomen auf die Kristalloberfläche gebracht. Zu diesem Zweck wird der Kristall in einem dünnen Quarzrohr auf etwa 800 °C erwärmt. B_2O_3 ist fest, daher dauert wegen seines hohen Dampfdruckes die Erwärmung auf 800 °C etwa 20 Minuten, um hinreichend viele Boratome auf dem Kristall abzulagern. Die eigentliche Diffusion stellt dann die zweite Stufe des Arbeitsvorganges dar. Bringt man die werdende Sonnenzelle während 10 Minuten auf eine Temperatur von 1100 °C, so erhält der Kristall hierdurch einen pn-Übergang in der gewünschten Tiefe von 1μ m. Zur besseren Kontrolle des Prozesses fließt durch das Quarzrohr noch getrockneter und gereinigter Stickstoff.

Nach der Diffusion hat der Kristall an allen Seiten eine dünne Schicht mit p-Leitung. Da aber an beiden Teilen ein Kontakt angebracht werden muß, ist hierfür der n-Teil wieder stellenweise freizulegen. Das Anbringen der Kontakte selbst ist ein verhältnismäßig schwieriger Schritt, für den zwei Möglichkeiten offen stehen: man kann die Kontakte durch Nickelabscheidung aus einem Bad (aber ohne Anwendung von Elektrolyse) oder durch Legieren anbringen. Die Haftfestigkeit der nach dem ersten Verfahren aufgebrachten Nickelschicht ist nicht groß, außerdem kann man auf ihr nur schwer einen Schaltungsdraht anlöten, ohne daß die Schicht beschädigt wird. Das Legieren hat aber auch Nachteile, da man dabei die Eindringtiefe nicht exakt kontrollieren kann, sie aber die Sperrschicht in 1 μm Tiefe auf keinen Fall erreichen darf. Immerhin scheint doch das Einlegieren der Kontakte der aussichtsreichere Weg zu sein.

Nach der Fertigstellung der Sonnenzellen erfolgt der Zusammenbau zu ganzen Batterien. Die Zellen werden selten in einzelnen Exemplaren verwendet; meistens benötigt man mehrere in Reihen- und Parallelschaltung. Diesem Wunsche kommen die Hersteller entgegen, indem sie manchmal eine Vielzahl von Zellen zu Batterien mit verschiedenen Schaltungen zusammenbauen. Nach oben wird eine solche Batterie mit einer Glasscheibe als mechanischem Schutz abgedeckt. Gegen diese Scheibe sind die einzelnen Zellen mit einer hauchdünnen Aralditschicht gedrückt. Durch diese Maßnahme nimmt der Kurzschlußstrom und damit auch die Leistung wegen der Reflexionsverminderung noch um 10 bis 20% zu. Nach interner Verdrahtung der Batterie wird die ganze Anordnung in einem Aluminiumgehäuse untergebracht.

---

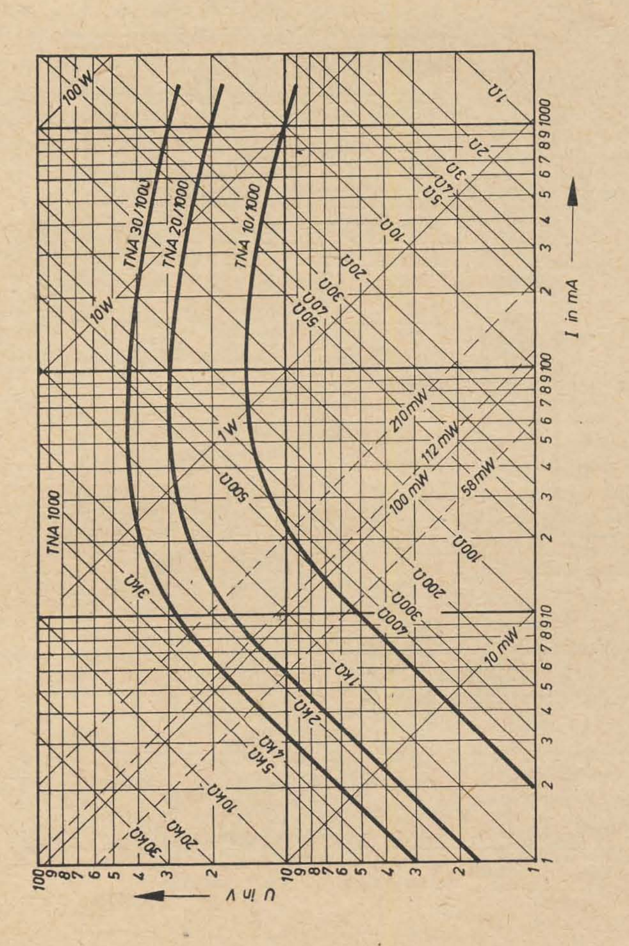
[1]) Die Grundlagen der Bändertheorie von Halbleitern finden Sie in Fedotow, J. A., und Schmarzew, J. W.: Transistoren; VEB Verlag Technik, Berlin 1963, S. 48 bis 80

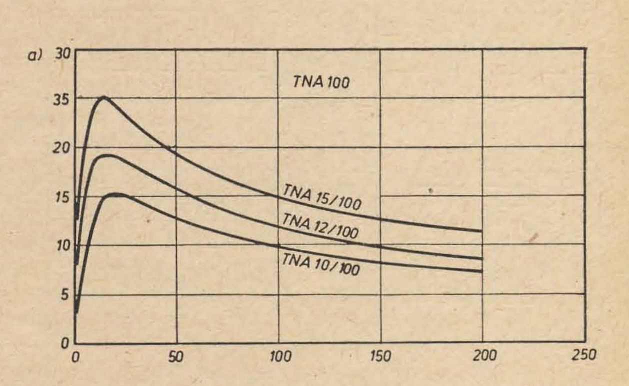
TNA-Typen

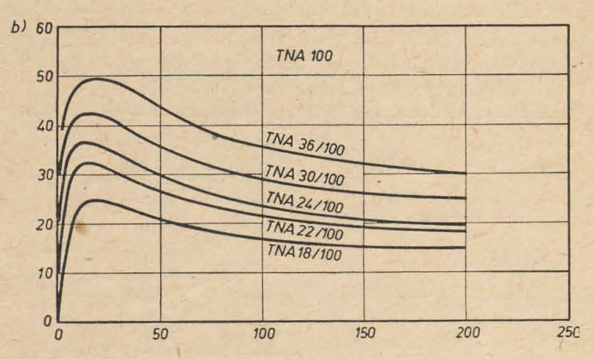
Strom-Spannungskennlinien

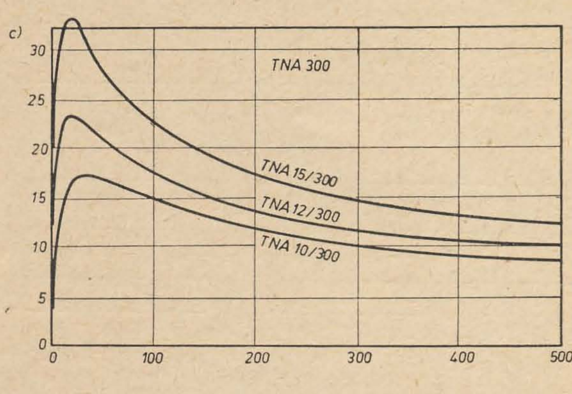
Die wichtigsten elektrischen Kenndaten der TNA-Typenreihen für den angegebenen Verwendungszweck sind Nennspannung und Nennstrom [siehe auch radio und fernsehen 12 (1963) H. 13 S. 412], wonach auch die Festlegung der einzelnen Typen erfolgt [Tabellen 1, 2 und 3, radio und fernsehen 12 (1963) H. 16 S. 509].

In den Bildern 1a bis 1d sind die charakteristischen Strom-Spannungskennlinien der Typenreihen TNA 100 und TNA 300 dargestellt. Den Kennlinienverlauf der einzelnen Typen im doppeltlog. Maßstab zeigen die Bilder 2 bis 6.









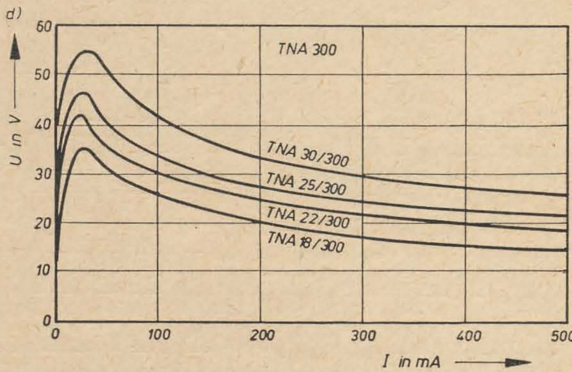
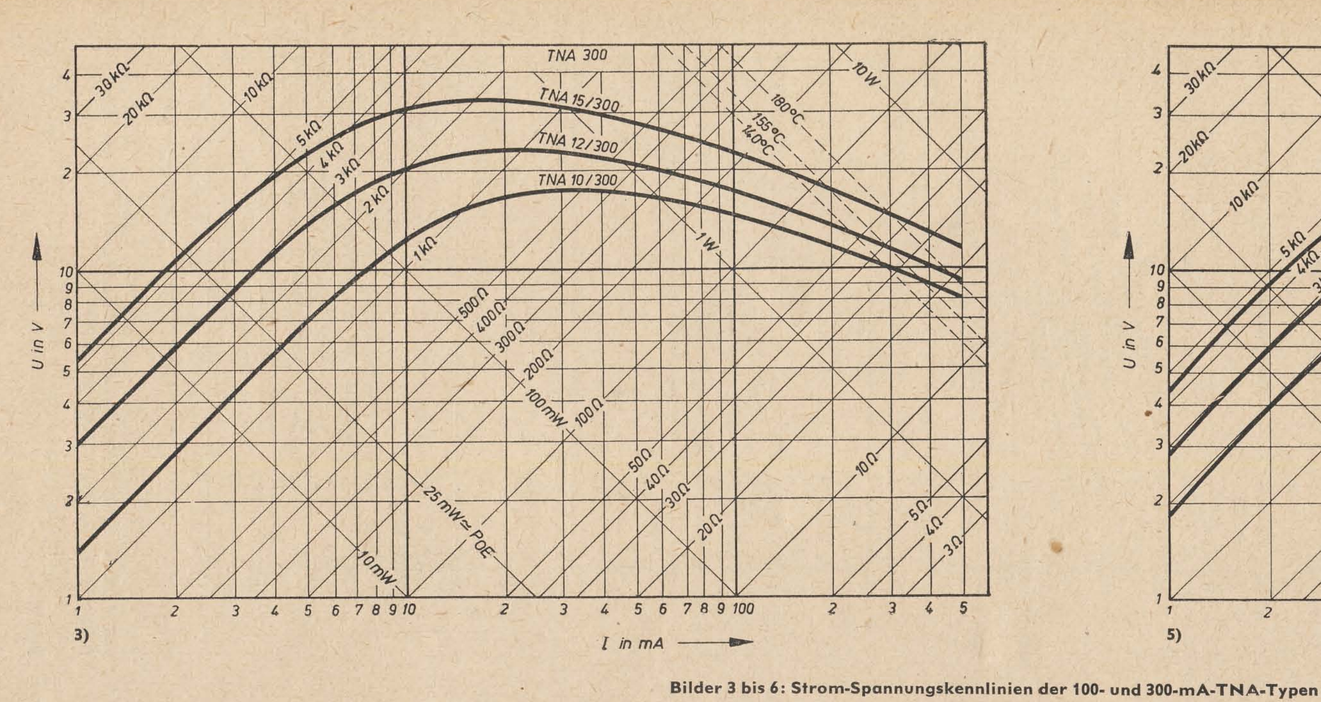
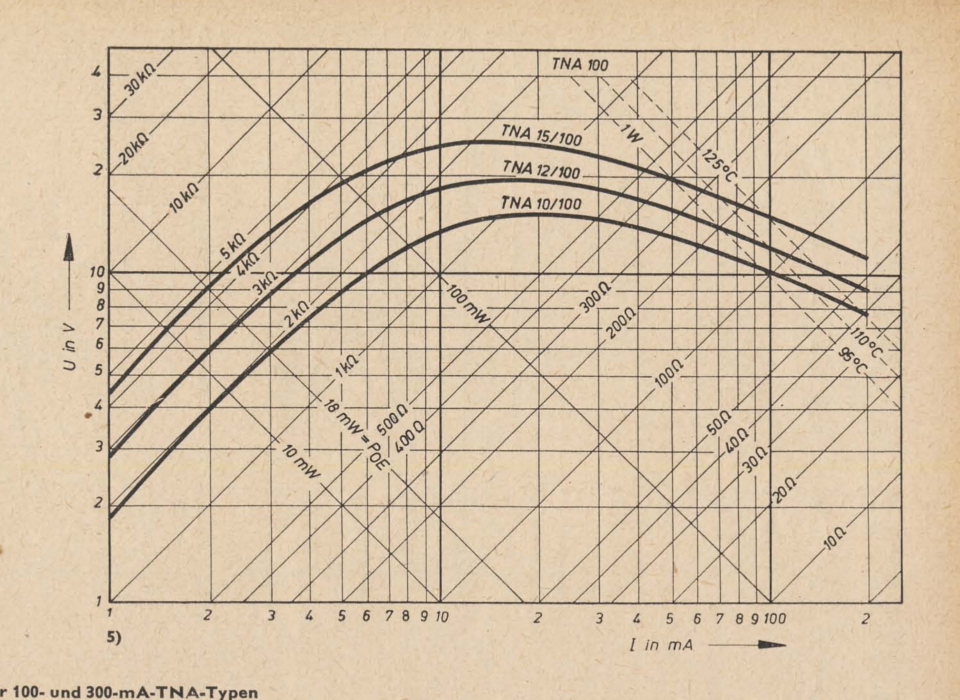


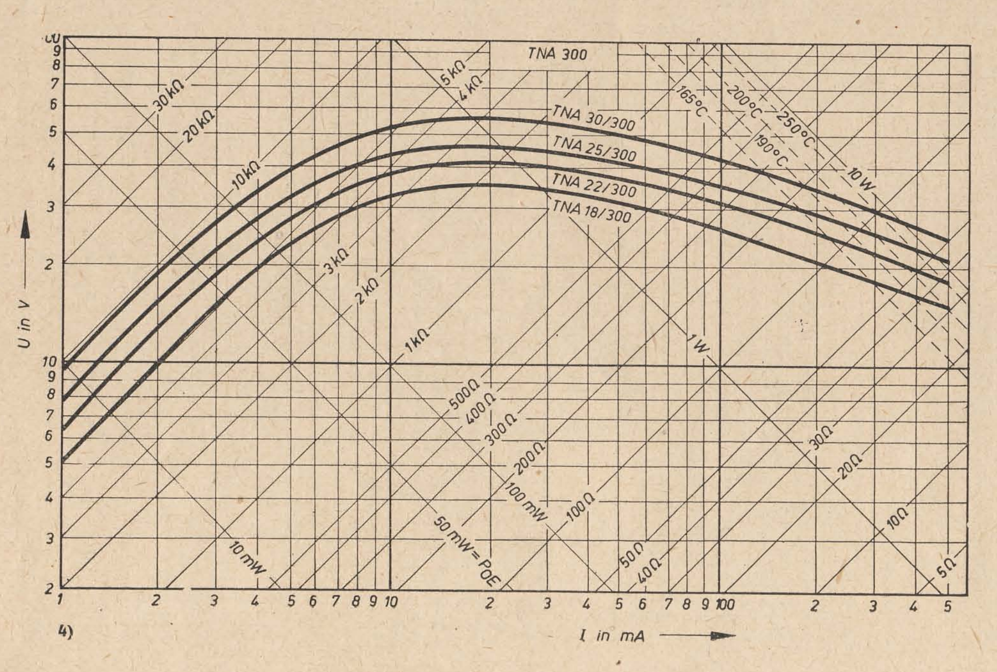
Bild 1: Strom-Spannungskennlinien der TNA-Typen: a) 10/100, 12/100 und 15/100; b) 18/100, 22/100, 24/100, 30/100 und 36/100; c) 10/300, 12/300 und 15/300; d) 18/300, 22/300, 25/300 und 30/300

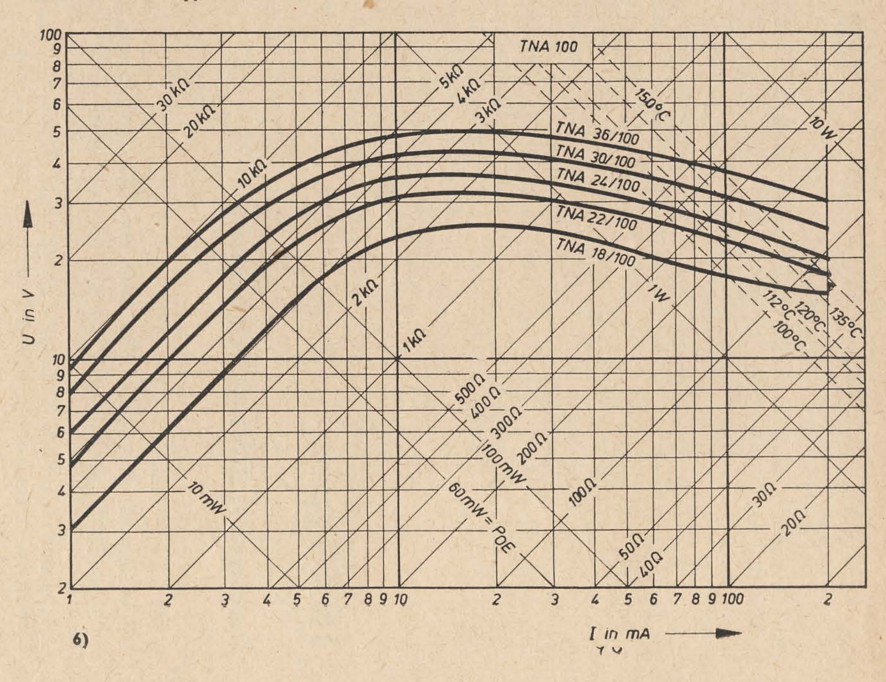
◄ Bild 2: Strom-Spannungskennlinien der TNA-Typen 10/1000, 20/1000 und 30/1000





Bilder 3 bis 6: Strom-Spannungskennlinien der 100- und 300-mA-TNA-Typen





Was können Leistungstransistoren „leisten"?

ERNST BOTTKE

Nehmen wir eine „gute, alte" Vakuumpentode, z. B. eine EL 84 mit einer Anodenverlustleistung von 12 W, so kann jeder Rundfunkmechanikerlehrling im dritten Lehrjahr ausrechnen, daß diese Röhre in A-Endstufen eine Sprechleistung von maximal rund 6 W (genau 5,7 W) abgeben kann. Die Sprechleistung beträgt bei idealem A-Betrieb 50% der Anodenverlustleistung. Bei A-Endstufen mit Transistoren liegen zwar elektrisch prinzipiell die Dinge ähnlich, jedoch kann in diesem Falle die souveräne Kopfrechnung unseres Lehrlings (und nicht nur die des Lehrlings!) zu einer Milchmädchenrechnung werden.

Das liegt daran, daß die vielfach in den Katalogen angegebene Nennverlustleistung von Leistungstransistoren nicht mit der im Betrieb zulässigen maximalen Verlustleistung identisch ist. Die Nennverlustleistung bezieht sich nach vorläufigen internationalen Vereinbarungen bei Germanium-Leistungstransistoren, die stets eines Kühlbleches bedürfen, auf eine konstante Kühlblechtemperatur von 45 °C und ideale Wärmeabfuhr! Das heißt, es ist ein unendlich großes, ideal wärmeleitendes Kühlblech notwendig, das — was meistens übersehen wird — um so weniger realisiert werden kann, je größer die Nennverlustleistung und je kleiner der Wärmewiderstand des Transistors ist!

Zur Klarstellung sei hier wiederholt: Die zulässige Verlustleistung eines Transistors hängt von der maximal zugelassenen Temperatur des pn-Überganges (Sperrschichttemperatur), von der höchsten vorkommenden Umgebungstemperatur (Geräteinnentemperatur) und den Wärmeabfuhrbedingungen ab, die man durch den Wärmewiderstand rechnerisch erfaßt. Unter Wärmewiderstand versteht man bei Leistungstransistoren das Verhältnis zwischen der Übertemperatur

1. der Sperrschicht gegenüber dem Transistorsockel und der maximalen Verlustleistung:

$$R_{thi} = \frac{T_{j\,max} - T_C}{P_{C\,max}}$$

2. des Transistorsockels gegenüber der Umgebung und der maximalen Verlustleistung:

$$R_{the} = \frac{T_C - T_a}{P_{C\,max}}$$

3. der Sperrschicht gegenüber der Umgebung und der maximalen Verlustleistung:

$$R_{th} = R_{thi} + R_{the} = \frac{T_{j\,max} - T_C}{P_{C\,max}} + \frac{T_C - T_a}{P_{C\,max}} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{P_{C\,max}}$$

Dabei bedeuten: R_{thi} = Innerer Wärmewiderstand, R_{the} = Äußerer (externer) Wärmewiderstand, R_{th} = Gesamter Wärmewiderstand, T_{jmax} = Maximal zulässige Sperrschichttemperatur, T_C = Gehäusetemperatur am Sockel (C = case), T_a = Umgebungstemperatur = Geräteinnentemperatur (a = ambient), P_{Cmax} = Maximal zulässige Kollektorverlustleistung.

Stellen wir die Gleichung unter 3. nach P_{Cmax} um, erhalten wir:

$$P_{C\,max} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{R_{thi} + R_{the}} = \frac{\Delta T}{R_{thi} + R_{the}} \quad (1)$$

Wie oben bereits erwähnt, bezieht sich die Nennverlustleistung auf eine konstante Temperatur von 45 °C am Sockel und ideale Wärmeabfuhrbedingungen. Das bedeutet: Der äußere Wärmewiderstand ist gleich Null, oder die Übertemperatur zwischen Sperrschicht und Sockel ist gleich der Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Umgebung ($T_{j\,max} - T_C = T_{jmax} - T_a$). Es ist also:

$$P_{C\,nenn} = \frac{\Delta T}{R_{thi}} \quad (2)$$

Bei einer ebenfalls zu 45 °C angenommenen Umgebungstemperatur ergibt dann die Kombination der beiden letzten Gleichungen:

$$P_{C\,max} = P_{C\,nenn} \frac{R_{thi}}{R_{thi} + R_{the}} = P_{C\,nenn} \frac{1}{1 + \frac{R_{the}}{R_{thi}}}$$

In den Bildern 1 und 2 ist der Wert des Bruches

$$\frac{1}{1 + \frac{R_{the}}{R_{thi}}}$$

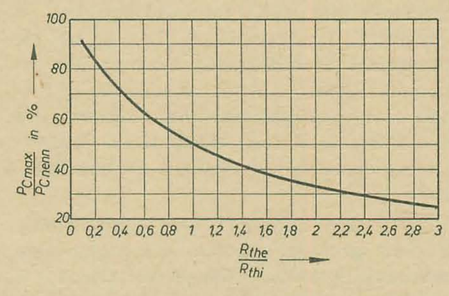


Bild 1: Ausnutzungsmöglichkeit der Nennverlustleistung P_{Cnenn} in Abhängigkeit vom Verhältnis R_{the}/R_{thi} Bereich 0,1 ··· 3)

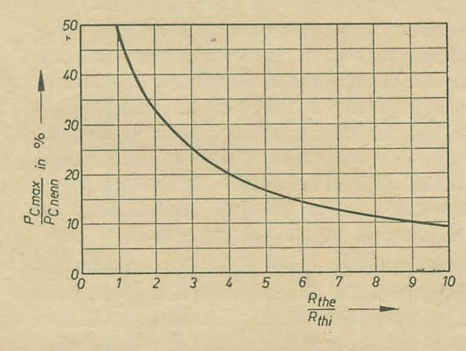


Bild 2: Ausnutzungsmöglichkeit der Nennverlustleistung P_{Cnenn} in Abhängigkeit vom Verhältnis R_{the}/R_{thi} (Bereich 1 ··· 10)

(in Prozenten ausgedrückt) in Abhängigkeit vom Verhältnis des äußeren Wärmewiderstandes zum inneren Wärmewiderstand dargestellt. Wir gewinnen damit einen Überblick, in welchem Maße wir die Nennverlustleistung eines Transistors ausnutzen können.

In der Tabelle 1 sind die Wärmewiderstände (R_{the}) für verschiedene Kühlblechgrößen und -stärken zusammengestellt. Es handelt sich nach Literaturangaben [1] [2] um empirisch ermittelte Werte, so daß das bei größeren Kühlflächen nicht mehr zu vernachlässigende Temperaturgefälle zwischen der Mitte und den Kanten des Kühlblechs mit berücksichtigt ist. Um dieses Temperaturgefälle klein zu halten und um einen Wärmestau an dem in der Mitte des Blechs montierten Transistor zu vermeiden, muß mit zunehmender Größe des Kühlblechs, wie ersichtlich, auch dessen Stärke vergrößert werden.

Tabelle 1: Empirisch ermittelte Wärmewiderstandswerte von senkrecht stehenden, blanken Alu-Kühlblechen verschiedener Stärke

Kühlblech Alu cm	Blechstärke mm	Wärmewiderstand R_{the} grd/W
6×6	1	15
6×6	2,5	15
10×10	1	7,5
10×10	2,5	7,5
14×14	1	5
14×14	3	4
20×20	1	3,3
20×20	4	2
25×25	6	1,5
30×30	12 (!)	0,9
40×40	12 (!)	0,5

Wie steht es nun mit der praktischen Ausnutzungsmöglichkeit der Nennverlustleistung? Bei kleinen Leistungstransistoren, z. B. dem OC 821 mit einem R_{thi} von 200 grd/W, gelingt es stets, bei vernünftigen Kühlblechabmessungen (6×6 cm) den äußeren Wärmewiderstand klein gegen den inneren zu machen und die Nennverlustleistung zu über 90% auszunutzen. Im gewählten Beispiel wird das Verhältnis R_{the} zu R_{thi} = 0,075. (Siehe Tabelle 1 und 2, sowie Bild 1.) Bei dem Transistor OC 836 gelingt es mit einem Kühlblech von 14×14 cm und einer Blechstärke von 1 mm nur noch, die Nennverlustleistung zu etwa 60% auszunutzen. Bleiben wir bei dem konstruktiv an sich schon unbequem großen (senkrecht stehenden) Kühlblech von 14×14 cm und kühlen damit einen Transistor OC 26, so

Tabelle 2: Innere Wärmewiderstände und Nennverlustleistungen gebräuchlicher Leistungstransistoren

Typ	Innerer Wärmewiderstand R_{thi} grd/W	P_{Cnenn} W	bei T_a	bei T_{jmax}
OC 821	200	0,15	45 °C	75 °C
OC 828	120	0,25	45 °C	75 °C
OC 831	15	2	45 °C	75 °C
OC 836	7,5	4	45 °C	75 °C
TF 80	5	6	45 °C	75 °C
OC 26	1,2	(12,5)	75 °C	90 °C
OC 26	1,2	37,5	45 °C	90 °C
AD 130	1,5	30	45 °C	90 °C

läßt sich dessen Nennverlustleistung bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C nur zu etwa 20 % ausnutzen. Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung beträgt also nur 7,5 W!

In Bild 3 ist zur weiteren Erläuterung die Leistungsreduktionskurve für den Siemens-transistor AD 130/131 dargestellt [3]. Man sieht, daß diesem „30-W-Transistor" bestenfalls eine maximale Verlustleistung von 9 W zugemutet werden kann! Und das bei einem Kühlblech von 25 × 25 (× 0,2) cm, bei dessen konstruktiver Unterbringung jedem Gerätekonstrukteur die Haare zu Berge stehen würden!

Damit dürfte klar herausgestellt sein, daß es nicht sinnvoll ist, Leistungstransistoren nach der Nennverlustleistung zu klassifizieren. Die entsprechenden, bereits vor Jahren innerhalb der zuständigen Gremien des RGW getroffenen Vereinbarungen sollten bei nächster Gelegenheit revidiert werden. Als Klassifizierungsmaß für Leistungstransistoren wäre in Zukunft einzig und allein der innere Wärmewiderstand (R_{thi}) einzuführen, weil — wie hier gezeigt wurde — die auf bestimmte ideale und

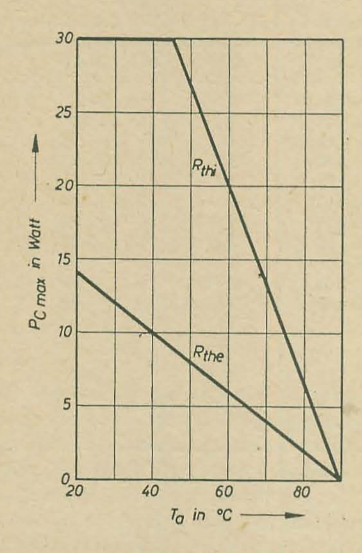


Bild 3: Temperaturabhängigkeit der maximal zulässigen Verlustleistung des Siemens-Transistors AD 130.
P_{Cnenn} = 30 W, R_{thi} = 1,5 grd/W, R_{the} = 3,5 grd/W eines 25 × 25 × 2-mm-Kühlblechs

nicht mehr realisierbare Bedingungen bezogene Nennverlustleistung bei der Anwendung seitens des Geräteentwicklers falsche Vorstellungen erweckt und zu Irrtümern führen kann. In Katalogen und Datenblättern sollte allenfalls die Nennverlustleistung nur noch nachrichtlich aufgeführt werden.

Für den Geräteentwickler sind die Informationen über die maximale Sperrschichttemperatur und den inneren Wärmewiderstand viel aussagekräftiger, weil er außer einer zweckmäßigen, konstruktiven Lösung des Kühlproblems auch häufig Geräteinnentemperaturen über 45° C berücksichtigen muß. Das Bemühen der Transistorentwickler, den inneren Wärmewiderstand zu verkleinern, dient letzten Endes nur dem Zweck, ihm in dieser Hinsicht einige Freiheit zu geben. Als Erläuterung hierzu sei auf die Verwendung des Valvo-Transistors OC 26 in der im A-Betrieb arbeitenden Endstufe des Philips Autosupers „Jeep" oder „Spyder" [4] hingewiesen. Dieses nach unseren bisherigen Begriffen als „37-W-Transistor" (Tabelle 2) zu bezeichnende Bauelement wird in den genannten Empfängertypen nur mit wenig mehr als 4 W Verlustleistung betrieben und ergibt 2 W Sprechleistung.

Die hier durchgeführten Betrachtungen zeigen dem Leser ferner, daß unter Berücksichtigung sowohl der elektrischen als auch der konstruktiven Gesichtspunkte der derzeitig noch vorherrschende Germanium-Leistungstransistor der Vakuumendpentode nur dann überlegen ist, wenn unbedingt Batteriebetrieb verlangt wird. Räumlich — konstruktiv ist er meistens ab 1—2 W Sprechleistung ungünstiger als die Röhre, weil er ein unbequem großes Kühlblech benötigt. In neueren Entwicklungen der Kinoverstärkertechnik und der Technik der elektroakustischen Anlagen, bei denen man die Vorverstärker (trotz Netzbetrieb) vollständig mit Transistoren bestückt und nur noch in den Leistungsendstufen mit Röhren arbeitet, tritt das klar hervor. Zu berücksichtigen ist in diesem Zusammenhang auch, daß das häufig zur Kühlung empfohlene und früher obligatorische Metallchassis infolge der jetzt vorherrschenden Kleinbauweise (gedruckte Schaltung, Kartensystem) vielfach als ein unerwünschtes, rudimentäres Requisit des Gerätebauers anzusehen ist, zumal da in transistorisierten Fernsehempfängern stets eine ganze Anzahl von Leistungstransistoren benötigt wird.

Die moderne Halbleitertechnik hat jedoch bereits die Trumpfkarte in der Hand, die auch hier in dem Wettbewerb um die technische Zweckmäßigkeit gegenüber der Röhre sticht: Es ist der Silizium-Leistungstransistor! Wir sahen oben, daß bei Verwendung eines 25 × 25 cm großen Kühlbleches der Siemens-Leistungstransistor AD 130/131 bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C mit einer Verlustleistung von 9 W beaufschlagt werden darf. Wie groß muß das Kühlblech eines gleichwertigen Siliziumtransistors (R_{thi} = 1,5 grd/W, $T_{j\,max}$ = 150 °C, T_a = 45 °C) für die gleiche Verlustleistung werden? Wir benutzen Formel (1) und setzen für ΔT = 150 — 45 = 105 grd ein. Die Auflösung der Gleichung nach R_{the} ergibt einen Wärmewiderstandswert von 10 grd/W für das Kühlblech.

Dieses wäre nach [1] bei 2 mm Stärke 9 × 9 cm groß zu machen. Kann gar eine maximale Sperrschichttemperatur von 175 °C zugelassen werden, wie es z. B. bei den an der Oberfläche oxydierten Planartransistoren[1]) der Fall ist, darf der äußere Wärmewiderstand sogar 17 grd/W groß werden, was mit einem Kühlblech von 7 × 7 cm zu erreichen ist. Faltet man das Kühlblech unter Beibehaltung seiner Höhe von 7 cm zu einem Prisma mit quadratischem Querschnitt zusammen, so kommt man rein rechnerisch zu einer Kantenlänge von 1,7 cm. Die dann aber bei einer Blechtemperatur von etwa 160 °C bereits sehr starke Schornsteinwirkung dieses Gebildes dürfte zusätzlich zu einer weiteren Verkleinerung des Kühlbleches um 30—40 % führen!

Berücksichtigt man, daß auch der Herstellungspreis für Siliziumtransistoren in bereits abzusehender Zeit nur noch unerheblich über dem von Germaniumtransistoren liegen wird, so kann man ermessen, was Siliziumtransistoren in Zukunft „leisten" werden.

Zusammenfassung

Durch Anwendung der bekannten Beziehungen zwischen maximaler Sperrschichttemperatur, Verlustleistung sowie den inneren und äußeren Wärmewiderständen wird gezeigt, daß die bisherige Klassifizierung von Leistungstransistoren nach der Nennverlustleistung unzweckmäßig ist und zu Irrtümern Anlaß geben kann. Der innere Wärmewiderstand und die maximale Sperrschichttemperatur geben ein realeres Bild. Abschließend werden Germanium-Leistungstransistoren mit Vakuumröhren und Silizium-Leistungstransistoren verglichen. Dabei tritt die Überlegenheit des Silizium-Leistungstransistors klar zu Tage.

Literatur

[1] H. Friedberg: Dimensionierung der Kühlflächen von Leistungstransistoren und Leistungsgleichrichern. Radioschau (Wien) 6 (1961) S. 228 bis 230. Referiert in radio und fernsehen 11 (1962) H. 9 S. 280

[2] Firmenschrift der Firma Siemens und Halske: Schaltbeispiele für Halbleiter. April 1960

[3] Siemens Halbleiter-Datenbuch 1962

[4] W. Diefenbach: Die neuen Autoempfänger von Philips. Funktechnik 18 (1963) H. 7

[1]) Siehe radio und fernsehen 12 (1963) H. 14 S. 432 „Das Wichtigste über neuere Transistorbauformen".

Wichtige Neuerscheinung —

einzige Ausgabe in deutscher Sprache

Bauelemente der Regelungstechnik

Gesamtredaktion der Originalausgabe:
Prof. Dr. d. techn. Wiss. W. W. Solodownikow, Moskau
deutsche Bearbeitung unter
Prof. Dr. phil. nat. H. Kindler, Dresden, und Dr.-Ing. G. C. Brack, Berlin

Band I: Meßeinrichtungen — Verstärker — Stelleinrichtungen

Inhaltsangabe:
Einrichtungen zur Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen, Kreiselmeßgeräte und Beschleunigungsmesser, Wandler (Meßumformer), Modulatoren und Demodulatoren
Röhren-, Transistor und Thyratronverstärker, Magnet- und Maschinenverstärker, hydraulische und pneumatische Verstärker
Stelleinrichtungen mit Gleichstrommotoren, Zweiphasen-Asynchronmotoren und mit elektromagnetischen Kupplungen, hydraulische und pneumatische Stellmotoren (Servomotoren), Beurteilung der Eigenschaften von Regeleinrichtungen

737 Seiten, 541 Bilder, 26 Tafeln, Kunstleder 74,— DM

Band II: Korrektur- und Rechenglieder

Inhaltsangabe:
analoge lineare Rechen- und Korrekturglieder, nichtlineare analoge Rechenglieder, Schaltungselement und einige Baugruppen elektronischer Ziffernrechenmaschinen

452 Seiten, 377 Bilder, 25 Tafeln, Kunstleder 56,— DM

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Leistungstransistor-Tester

M. HUNECK

Zur exakten Dimensionierung von NF-Leistungsendstufen mit Transistoren ist es erforderlich, entsprechende Kennlinien der Leistungstransistoren aufzunehmen. Da gerade bei Leistungstransistoren die Propagandadaten besonders stark streuen, ergibt sich dadurch die Notwendigkeit zur Messung der wichtigsten Kenndaten.

Im folgenden wird nun ein Gerät beschrieben, das einfach aufgebaut ist und mit guter Genauigkeit die Messung folgender Größen gestattet:

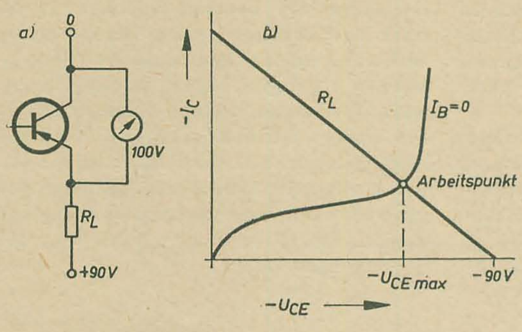


Bild 1: a) Prinzipschaltung zur Messung der Durchbruchspannung, b) Kennliniendarstellung des Meßprinzips nach Bild 1a

Kollektorreststrom bei offenem Emitter (I_{CBO})
Kollektorreststrom bei offener Basis (I_{CEO})

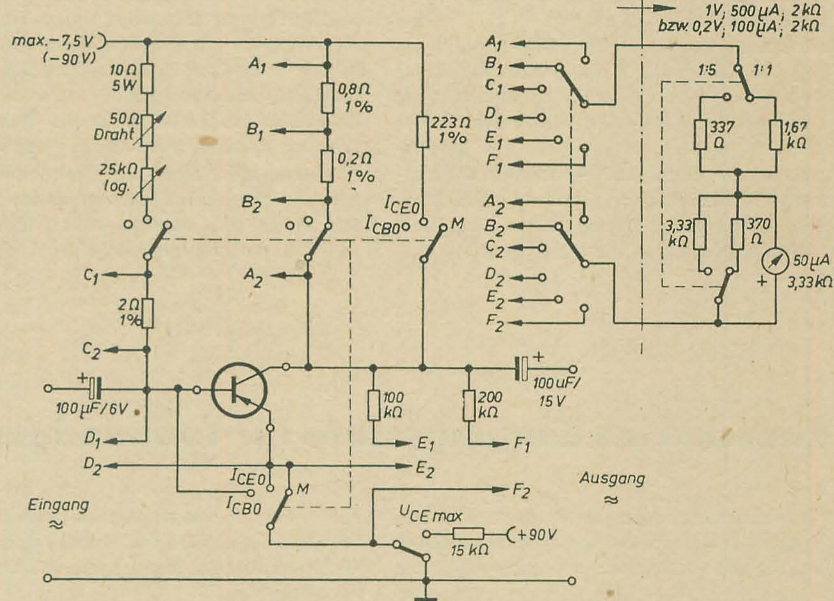
Kollektorstrom als Funktion des Basisstromes und der Basisspannung, wobei der Transistor in Emitterschaltung arbeitet.

Um Transistorpärchen für Gegentaktendstufen auszumessen, wobei mehrere Punkte auf der Übertragungskennlinie des Transistors zu messen und zu vergleichen sind, oder um beispielsweise die Änderung der Großsignalstromverstärkung mit dem Kollektorstrom aufzunehmen, muß der Basisstrom I_B kontinuierlich einstellbar sein. Wird dabei auch noch die Basis-Emitter-Spannung gemessen, so kann man sofort den Eingangswiderstand und die Eingangsleistung bei einem spezifischen Arbeitspunkt errechnen. Diese Größen sind natürlich Gleichstromgrößen; aber wenn diese Messungen bei kleinem und bei großem Kollektorstrom durchgeführt werden, kann man daraus einen durchschnittlichen Wert des Eingangswiderstandes bzw. der Eingangsleistung errechnen.

Man kann ohne weiteres Koppelkondensatoren an den Eingang und Ausgang des Transistors legen, so daß Wechselspannungen angelegt werden können, um daraus entweder die h-Parameter oder andere dynamische Leistungskenngrößen zu ermitteln.

Schließlich wurde die Messung der Durchbruchsspannung, d. h. der Zenerspannung der Kollektorstrecke vorgesehen, da diese die maximal an den Transistor anlegbare Kollektorspannung darstellt.

Bild 1a zeigt die Prinzipschaltung zur Messung der Durchbruchsspannung $U_{CE\,max}$. Die Messung beruht darauf, daß eine geeignete Lastwiderstandsgerade die Kennlinie für $I_B = 0$ schneidet (Bild 1b). Das Gerät wurde für einen maximal einstellbaren Kollektorstrom von 5 A, einen maximalen Basisstrom von 500 mA und eine maximale Basisspannung von 1 V ausgelegt. Um das Gerät auch für Kleinleistungstransistoren (OC 821 u. ä.) benutzen zu können, wurde ein Umschalter eingebaut, der alle Instrumentenmeßbereiche auf ein Fünftel herabsetzt.



Die einzelnen Meßbereiche gehen aus Tabelle 1 hervor.

Die Schaltung des kompletten Gerätes zeigt Bild 2.

Über zwei in Reihe geschaltete Potentiometer erhält die Basis ihre Vorspannung. Das hochohmige Potentiometer 25 kΩ/0,4 W log. dient zur Einstellung des Basisstromes von Kleinleistungstypen und das 50-Ω-Drahtpotentiometer zur Messung von Leistungstypen. Über den ebenfalls in der Basisleitung liegenden 2-Ω-Widerstand fällt eine dem Basisstrom proportionale Spannung ab, die mit dem Anzeigeinstrument gemessen wird. Der Kollektorstrom wird in gleicher Weise als Spannungsabfall über den in der Kollektorleitung liegenden 1-Ω-Widerstand gemessen. Dieser Widerstand ist aufgeteilt in 0,8 Ω und 0,2 Ω. Im Kollektorstrombereich 1 A liegt das Anzeigeinstrument über 1 Ω, im 5-A-Bereich dagegen nur über 0,2 Ω. Bei der Messung der Basis-Emitter-Spannung liegt das Instrument direkt zwischen Basis und Emitter und bei der Messung der Durchbruchsspannung zwischen Kollektor und Emitter.

Das Instrument hat einen Endausschlag von 1 V. Da das Instrument gleichzeitig zur Messung der Restströme benutzt wird und es in diesem Fall direkt in der Kollektorleitung liegt, muß es als Strommesser einen Endausschlag von 0,5 mA haben, der ja bei der Messung von I_{CBO} gefordert wurde. Bei der Messung von I_{CEO} wird der geforderte Endausschlag von 5 mA durch Shunten mit dem 223-Ω-Widerstand erreicht. Es ergeben sich damit die Bilder 3 und 4.

Tabelle 1

	Schalterstellung 1:1	Schalterstellung 1:5	Stellung
I_C	1 A (I_{CBO} = 500 µA)	200 mA (I_{CBO} = 100 µA)	A
I_C	5 A (I_{CEO} = 5 mA)	1 A (I_{CEO} = 1 mA)	B
I_B	500 mA	100 mA	C
$-U_{BE}$	1000 mV	200 mV	D
$-U_{CE}$	50 V	10 V	E
$-U_{CE\,max}$	100 V	20 V	F

▲ **Bild 2: Gesamtschaltbild des Gerätes**

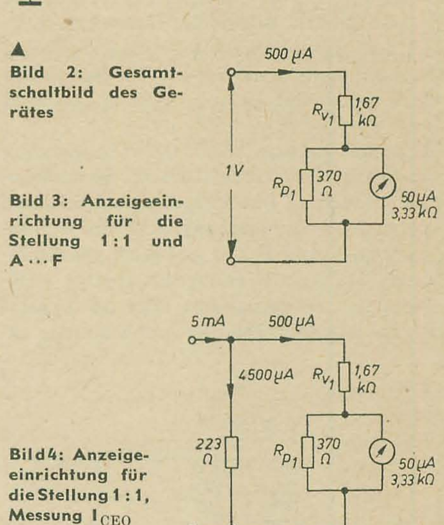


Bild 3: Anzeigeeinrichtung für die Stellung 1:1 und A ··· F

Bild 4: Anzeigeeinrichtung für die Stellung 1:1, Messung I_{CEO}

Bei Betätigen des Umschalters 1:5 muß das Instrument einen Endausschlag von 200 mV und 100 µA haben, was durch Umschaltung der Vor- und Nebenwiderstände einfach zu erreichen ist (Bild 5). Soll ein Instrument mit einem anderen Innenwiderstand als hier (3,33 kΩ) verwendet werden, sind die Vor-

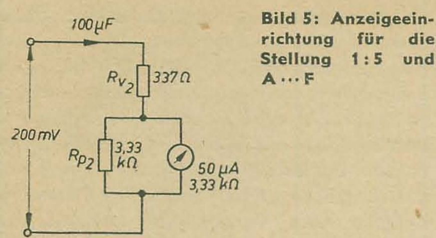


Bild 5: Anzeigeeinrichtung für die Stellung 1 : 5 und A ··· F

und Nebenwiderstände wie folgt neu zu berechnen:

$$R_{p_1} = \frac{R_i}{9}, \qquad R_{p_2} = R_i,$$

$$R_{v_1} = \frac{1000\,\text{mV} - U_i\,[\text{mV}]}{500\,\mu\text{A}}\,[\text{k}\Omega] \quad \text{und}$$

$$R_{v_2} = \frac{200\,\text{mV} - U_i\,[\text{mV}]}{100\,\mu\text{A}}\,[\text{k}\Omega]$$

$R_{p_3} = 223\,\Omega$ bleibt unverändert!
Hierbei ist U_i der innere Spannungsabfall am Instrument bei Vollausschlag.
Als Umschalter für die drei Stellungen I_{CBO}, I_{CEO} und Messen wurde ein keramischer Schalter mit 4 × 3 Kontakten, für die Umschaltung der Meßgrößen ein Zweiebenen-Stufenschalter mit 2 × 5 Kontakten benutzt. Im Mustergerät wurde auf die Messung der Durchbruchsspannung verzichtet und dafür die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} gemessen. Der Vorwiderstand ist aus Bild 2 (Stellung E) zu entnehmen. Für die Meßbereichsumschaltung 1 : 5 genügt ein einfacher 8poliger Kippumschalter. Als Instrument wurde ein großes quadratisches 50-μA-Drehspulinstrument (MTM) mit einem Innenwiderstand von 3,33 kΩ verwendet.
Der 1-Ω-Widerstand besteht aus etwa 8 Wdg 0,6-mm-Widerstandsdraht auf einem keramischen Widerstandskörper von 15 mm ⌀ mit einer starken Schelle für die Anzapfung. Dieser Widerstand und der 2-Ω-Widerstand in der Basis müssen mit einer Präzisionswiderstandsmeßbrücke auf mindestens 1% genau ausgemessen werden. Als Schaltdraht verwendet man dicke Litze; die Instrumentenanschlüsse A_1, A_2 bis C_1, C_2 müssen direkt an die Widerstandsenden angelötet werden.
Die Spannungsquelle soll möglichst 7,5 V nicht überschreiten (zweckmäßig ist ein 6-V-Akku). Diese obere Grenze ergibt sich dadurch, daß bei defekten Transistoren (z. B. Kurzschluß der Kollektor-Emitter-Strecke) ein unzulässig hoher Strom das Instrument zerstören würde. Bei 7,5 V und Kurzschluß des Transistors fließen gerade 7,5 A, die man dem Instrument in der B-Stellung (5 A Vollausschlag) noch kurzzeitig zumuten kann.
Es ist also zweckmäßig, vor dem Messen den Schalter stets auf die B-Stellung zu bringen, oder man mißt zuerst die Durchbruchsspannung, wobei sich bei Kurzschluß des Transistors ein abnormal niedriger Wert für $U_{CE\,max}$ ergibt. Das Gerät befindet sich in einem Gehäuse mit den Abmessungen 240 × 170 × 130 mm (Bild 6).

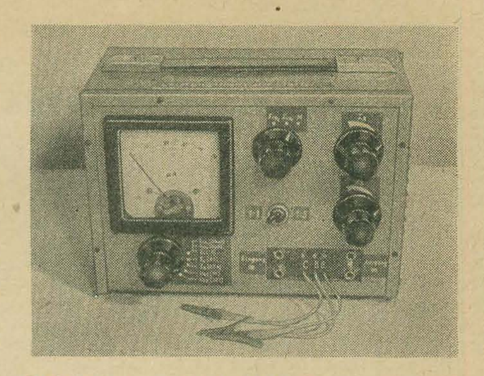


Bild 6: Gesamtansicht des Gerätes

Meßanweisung

Bei zurückgedrehten I_B-Reglern zunächst in B-Stellung auf Kurzschluß prüfen (wobei mehr oder weniger großer Zeigerausschlag beobachtet werden kann), danach mit dem jeweiligen I_B-Regler einen bestimmten gewünschten Kollektorstrom einstellen und in den übrigen Schaltstellungen die Werte des Basisstromes und der Basisspannung ablesen. Zur Messung der Durchbruchsspannung muß von außen eine Spannung von 90 V angelegt werden. Anschließend kann noch I_{CBO} und I_{CEO} gemessen werden.

Rauscharme Eingangsstufe für Tonbandgeräte

Für die Eingangsstufen von Tonband-Wiedergabeverstärkern wurden besonders rauscharme Transistoren entwickelt (beispielsweise der Valvo-Typ AC 107). Wegen ihrer gegenüber Röhren großen Mikrofoniesicherheit verwendet man diese Transistoren selbst in solchen Tonbandgeräten, die in den übrigen Stufen noch konventionell mit Röhren bestückt sind.
Eine Stufe mit dem AC 107 liefert bei richtiger Auslegung eine etwa 360fache Spannungsverstärkung bei einem Signal/Rauschabstand von 60 dB, wobei die Induktivität des Wiedergabekopfes etwa 60 mH und seine Quellspannung etwa 0,5 mV betragen soll. Der 3-dB-Abfall der Frequenzkurve liegt bei 14 kHz. Die im folgenden beschriebene Schaltung arbeitet bis zu Umgebungstemperaturen von 55 °C betriebssicher. Die Schaltung mit allen Widerständen und Kondensatoren ist im Bild 1 wiedergegeben.

Bild 1: Schaltung der rauscharmen Tonbandgeräte-Eingangsstufe

Man wählt, um möglichst geringes Rauschen zu erzielen, einen Kollektorgleichstrom von 0,3 mA. Dieser Strom wird mittels der Widerstände R_1, R_2 und R_3 eingestellt. Der Lastwiderstand R_L ergibt sich aus der Spannungsverstärkung v_u der Stufe (bei niedrigen Frequenzen) und dem Eingangswiderstand r_e.

$$R_L \approx r_e \cdot v_u.$$

Der Lastwiderstand steigt also mit der Spannungsverstärkung und dem Eingangswiderstand. Andererseits erscheint parallel zum Eingang zwischen Masse und Basis zusätzlich zur Basis-Emitterkapazität die weitere Kapazität $C_{b,c}/ \cdot v_u$ ($C_{b,c}$ ist die Kollektorkapazität). Daraus ergibt sich, daß die obere Grenzfrequenz um so niedriger werden muß, je größer die Spannungsverstärkung v_u ist. Eine überschlägige Rechnung zeigt aber, daß selbst bei verhältnismäßigen schlechten Transistorexemplaren — kleine Stromverstärkung und große Kollektorkapazität — eine obere Grenzfrequenz von 10 kHz erreicht wird, wenn man den Lastwiderstand $R_L = 39\,\text{k}\Omega$ wählt.
Bei der Festlegung der Kollektor-Emittergleichspannung ist zu beachten, daß mit Rücksicht auf minimales Rauschen U_{CE} nicht zu groß gewählt wird. Andererseits erhält man aber mit größeren Werten von U_{CE} eine höhere obere Grenzfrequenz, da $C_{b,c}$ umgekehrt proportional der Wurzel aus U_{CE} ist. Hier wird $-U_{CE} = 5$ V festgelegt; dies ist ein Wert, der einen günstigen Kompromiß zwischen minimalem Rauschen und genügend hoher oberer Grenzfrequenz darstellt. Für minimales Rauschen werden die Widerstände R_1 und R_2 des Spannungsteilers an der Basis möglichst klein und der Gleichstromgegenkopplungswiderstand R_3 relativ groß gewählt. Der Spannungsabfall an R_3 soll nämlich groß gegenüber der größten vorkommenden Potentialänderung an der Basis sein. Diese Änderung setzt sich aus folgenden Komponenten zusammen: Änderungen der Emitter-Basisspannung und Spannungsabfall, den der Reststrom am Widerstand des Spannungsteilers

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

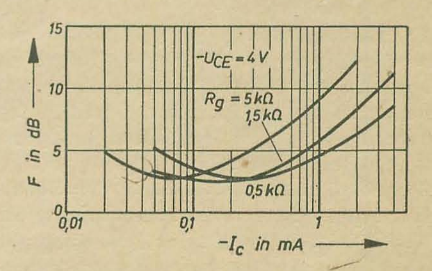


Bild 2: Rauschzahl des Transistors AC 107 als Funktion des Kollektorstroms bei verschiedenen Generatorwiderständen

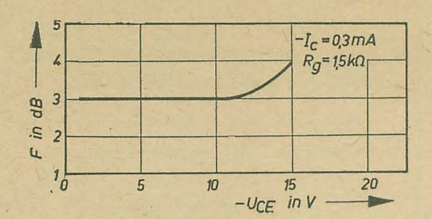


Bild 3: Rauschzahl des Transistors AC 107 als Funktion der Kollektor-Emitterspannung

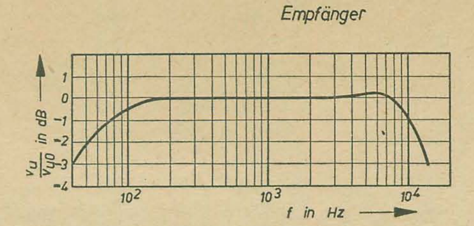


Bild 4: Frequenzgang der Spannungsverstärkung der Stufe nach Bild 1

hervorruft. Der resultierende Widerstand R_p darf mit Rücksicht auf den Frequenzgang der Verstärkerstufe nicht zu klein gemacht werden.

Eine weitere Bedingung für minimales Rauschen stellt die Forderung nach möglichst geringen Schwankungen des Kollektorstromes dar. In welch hohem Maße der Rauschfaktor F vom Kollektorstrom abhängt, zeigt das Diagramm im Bild 2. Die Abhängigkeit der Rauschzahl von der Kollektor-Emitterspannung veranschaulicht Bild 3. Schließlich ist dem Bild 4 der Frequenzgang der Stufe zu entnehmen.

Neuerscheinung

J. A. Fedotow und J. W. Schmarzew

Transistoren

Übersetzung aus dem Russischen

213 Seiten, 230 Bilder, 7 Tafeln, Kunstleder 32,— DM

Es werden die physikalischen Grundlagen, die Herstellung und die Eigenschaften behandelt.

In der Sowjetunion ist dieses Standardwerk der Halbleitertechnik bereits in mehreren ständig verbesserten Auflagen erschienen. Unserer Übersetzung lag die letzte, verbesserte Auflage zugrunde. Bei der wissenschaftlichen Bearbeitung der Übersetzung wurde insbesondere das Literaturverzeichnis wesentlich erweitert, und zwar im Hinblick auf englisch- und deutschsprachige Literatur. Außerdem wurden solche Arbeiten aufgenommen, die viele weitere Literaturquellen enthalten.

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

DIE TUNNELDIODE (7 und Schluß)

HANS-JOACHIM LOSSACK

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin-Oberschöneweide

Verstärker und Oszillatoren mit Tunneldioden Teil 2

An einigen Beispielen werden der prinzipielle Aufbau von Verstärker und Oszillatoren mit Tunneldioden angegeben, sowie einige grundlegende Beziehungen abgeleitet.

Der Tiefpaßverstärker

Bild 53 zeigt die Ersatzschaltung eines Verstärkers mit Tiefpaßcharakteristik, die der Schaltung nach Bild 51 entspricht. Diese Tiefpaßcharakteristik kommt daher, daß man bei tiefen Frequenzen insbesondere für $\omega \ll \omega_r$ den Einfluß der Blindkomponenten der Tunneldiode vernachlässigen kann. Dies besagt aber noch nicht, daß der Verstärker alle Frequenzen $0 < \omega < \omega_g$ verstärken kann. Für die Tunneldiode wurde die Ersatzschaltung nach Bild 3

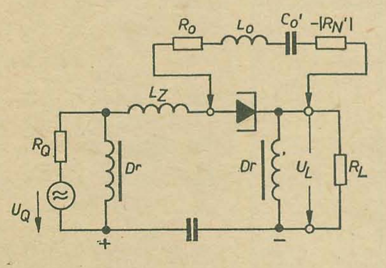


Bild 53: Tiefpaßverstärker (Prinzip)

benutzt. Durch die Zusatzinduktivität L_Z wird die Resonanzfrequenz auf einen Wert $\omega_r' < \omega_r$ herabgedrückt. L_Z kompensiert hierbei die kapazitive Komponente der Tunneldiodenschaltung.

Mit

$$L_o' = L_o + L_Z$$

und

$$R_o' = R_Q + R_L + R_o - |R_N|$$

erhält man die Grenzfrequenz

$$\omega_g' = \frac{1}{C_o \cdot |R_N|} \sqrt{\frac{|R_N|}{R_o'} - 1} \qquad (93)$$

sowie die Resonanzfrequenz

$$\omega_r' = \frac{1}{\sqrt{L_o' \cdot C_o}} \cdot \sqrt{1 - \frac{L_o'}{C_o \cdot |R_N|^2}} \qquad (94)$$

Wie man aus Bild 9 und den vorstehenden Gleichungen entnehmen kann, verringert sich infolge der Dämpfung des Kreises durch R_Q und R_L auch dessen Grenzfrequenz.

Da auch hier wegen der Stabilität des Kreises

$$0 < \omega_g' < \omega_g$$

gelten soll, ergeben sich die bekannten Stabilitätsbedingungen zu

$$\frac{L_o'}{C_o \cdot |R_N|} < R_o' < |R_N| \qquad (95)$$

Leistungsverstärkung des Tiefpaßverstärkers bei tiefen Frequenzen

Mit der maximalen Leistungsabgabe einer Spannungsquelle

$$P_{Q\,max} = \frac{U^2}{4 \cdot R_Q}$$

und der am Lastwiderstand R_L verbrauchten Leistung

$$P_L = U_L{}^2 \cdot R_L$$

erhält man für die Leistungsverstärkung

$$V_p = \frac{P_L}{P_{Q\,max}} = 4 \cdot \frac{R_Q}{R_L} \cdot \left|\frac{U_L}{U}\right|^2$$

Mit

$$\left|\frac{U_L}{U}\right|^2 = \frac{R_L{}^2}{[R_Q + R_o + R_L - |R_N'|]^2 + \left[\omega(L_o + L_Z) - \frac{1}{\omega \cdot C_o'}\right]^2}$$

und den Gleichungen (2) und (3) folgt

$$V_p = \frac{4 \cdot R_Q \cdot R_L}{\left[R_Q + R_o + R_L - \frac{|R_N|}{1 + (\omega \cdot C_o \cdot |R_N|)^2}\right]^2 + \left[\omega\,(L_o + L_Z) - \frac{C_o \cdot |R_N|^2}{1 + (\omega \cdot C_o \cdot |R_N|)^2}\right]^2}$$

Für ω gegen ∞ strebt auch V_p gegen Null.

Für ω gegen 0 erhält man wie für den abgestimmten Kreis (Blindkomponenten kompensiert)

$$V_p\,|_{\omega \to 0} = \frac{4 \cdot R_Q \cdot R_L}{(R_Q + R_o + R_L - |R_N|)^2}$$

Für tiefe Frequenzen erhält man somit eine fast frequenzunabhängige Leistungsverstärkung. Wegen der unvermeidlichen niederohmigen Gleichspannungszuführung über Drosseln strebt aber für ω gegen Null auch die Leistungsverstärkung gegen Null.

Der Bandpaßverstärker (Resonanzkreisverstärker)

Bild 54 zeigt die Schaltung eines Verstärkers, der infolge eines verwendeten Resonanzkreises Bandpaßcharakter besitzt. Der Schwingkreis liefert bei Frequenzen $< \omega_r$ den zur Resonanzabstimmung erforderlichen induktiven Leitwert. Durch die Tunneldiode erfolgt eine teilweise Kompensation der Schaltungsverluste. Transformiert man die Quell- und Lastwiderstände an die Tunneldiode, so erhält man die Schaltung nach Bild 55.

Für die Tunneldioden werden die Ersatzelemente $-|G_{TD}''|$ und C_{TD}'' benutzt.

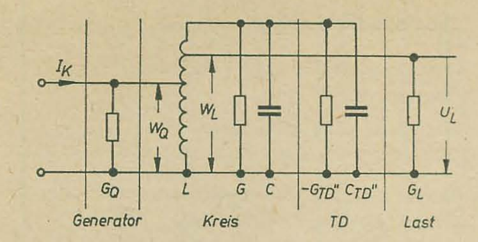


Bild 54: Bandpaßverstärker (Prinzip)

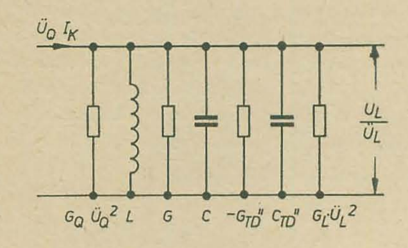


Bild 55: Transformiertes Ersatzbild

Mit den Bedingungen

$$(\omega \cdot C_0) \gg |G_N|^2, \quad \frac{C_0}{L_0} \gg |G_N|^2$$

und

$$(R_0 - |R_N'|)^2 \ll \left(\frac{1}{\omega \cdot C_0'} - \omega \cdot L_0\right)^2$$

erhält man

$$-|G_{TD}''| = \frac{R_0 - |R_N'|}{(R_0 - |R_N'|)^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C_0'} - \omega \cdot L_0\right)^2}$$

$$\approx \frac{R_0 \cdot \omega^2 \cdot C_0^2 - |G_N|}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_r}\right)^2\right]^2}$$

und

$$C_{TD}'' = \frac{\frac{1}{\omega \cdot C_0'} - \omega \cdot L_0}{(R_0 - |R_N'|)^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C_0'} - \omega \cdot L_0\right)^2}$$

$$\approx \frac{C_0}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_r}\right)^2\right]^2}$$

Leistungsverstärkung des Bandpaßverstärkers

Wie bei der Ableitung der Gleichung (91) für die Schaltung im Bild 52 kann man mit den entsprechenden Werten im Bild 55 die maximale Leistungsverstärkung

$$V_{p\,max} = \frac{4 \cdot G_L \cdot Ü_L^2 \cdot G_Q \cdot Ü_Q^2}{\left(Ü_L \cdot Ü_Q \cdot \frac{I_K}{U_L}\right)^2}$$

der Schaltung angeben.
Da $Ü_L \cdot Ü_Q \cdot I_K/U_L = G_{ges}$ die Summe aller Leitwerte darstellt, gilt für den abgestimmten Parallelkreis

$$V_{p\,max} = \frac{4 \cdot G_L \cdot Ü_L^2 \cdot G_Q \cdot Ü_Q^2}{[G_Q \cdot Ü_Q^2 + G - |G_{TD}''| + G_L \cdot Ü_L^2]^2} \quad (96)$$

Kreisdämpfung

Für die Dämpfung eines Parallelkreises gilt die Beziehung

$$d = Z_0 \cdot G_{ges} \quad (97)$$

und somit

$$d = \frac{G_Q \cdot Ü_Q^2 + G - |G_{TD}''| + G_L \cdot Ü_L^2}{\omega_0 \cdot C_{TD}''}$$

Bandbreite

Mit

$$B = f_0 \cdot d = \frac{\omega_0 \cdot d}{2 \cdot \pi} \quad (98)$$

gilt

$$B = \frac{G_Q \cdot Ü_Q^2 + G - |G_{TD}''| + G_L \cdot Ü_L^2}{2 \cdot \pi \cdot C_{TD}''} \quad (99)$$

Ermittlung von $Ü_Q$ und $Ü_L$

Da im allgemeinen G_Q und G_L gegeben sein werden, muß die Anpassung an die Schaltung durch die Variation von $Ü_Q$ und $Ü_L$ erfolgen, um bei gegebenem B maximale Verstärkung zu erlangen.
Durch Extremwertuntersuchung der Gleichung (96) erhält man aus der Kombination der Bedingungsgleichungen

$$\frac{\delta V_{p\,max}}{\delta Ü_Q} = 0, \quad \frac{\delta V_{p\,max}}{\delta Ü_L} = 0$$

die Beziehung

$$\left(\frac{Ü_L}{Ü_Q}\right)^2 = \frac{G_Q}{G_L}$$

Hieraus und mit B aus Gleichung (99) ermittelt man somit

$$Ü_Q^2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot B \cdot C_{TD}'' + |G_{TD}''| - G}{2\, G_Q}$$

und

$$Ü_L^2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot B \cdot C_{TD}'' + |G_{TD}''| - G}{2\, G_L}$$

Mit diesen Gleichungen erhält man aus der Gleichung (96) die maximale Leistungsverstärkung bei gegebener Bandbreite B

$$V_{p\,max} = \left(1 + \frac{|G_{TD}''| - G}{2 \cdot \pi \cdot C_{TD}'' \cdot B}\right)^2 \quad (100)$$

Hieraus ist zu ersehen, daß die Leistungsverstärkung dann groß ist, wenn B, C_{TD}'' und $|G_{TD}''|$ klein sind.

Leistungsanpassung bei gegebener Bandbreite B und $Ü_Q = Ü_L = 1$

Da die Anpassung der Widerstände an die Schaltung hierbei nicht transformatorisch erfolgen kann, wird zur Anpassung von R_L folgender Weg beschritten:
Aus Gleichung (99) folgt

$$G_Q = 2 \cdot \pi \cdot B \cdot C_{TD}'' + |G_{TD}''| - G_L - G$$

und somit aus Gleichung (96)

$$V_{p\,max} = \frac{4 \cdot G_L (2 \cdot \pi \cdot B \cdot C_{TD}'' + |G_{TD}''| - G_L - G)}{(2 \cdot \pi \cdot B \cdot C_{TD}'')^2}$$

Eine Extremwertuntersuchung dieser Gleichung ergibt einen Maximalwert für V_p bei

$$G_L = G_Q = 2 \cdot \pi \cdot B \cdot C_{TD}'' + |G_{TD}''| - G_L - G$$

Für die Größe $\sqrt{V_p}$ erhält man ebenfalls die Gleichung (100), die bei Vernachlässigung der Kreisverluste G in

$$\left(\sqrt{V_{p\,max}} - 1\right) \cdot B = \frac{|G_{TD}''|}{2 \cdot \pi \cdot C_{TD}''}$$

übergeht.

Für $(\omega_0 \cdot C_0 \cdot |R_N|)^2 \ll 1$ und bei Vernachlässigung der Tunneldiodenverluste R_0 erhält man schließlich die bekannte Gleichung

$$\left(\sqrt{V_{p\,max}} - 1\right) \cdot B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_0 \cdot |R_N|}$$

$$= \frac{\omega_i}{2 \cdot \pi} = f_i$$

Kompensation der kapazitiven Komponente bei Schaltungen nach Bild 56

Während man bei der Reihenschaltung der Schaltelemente die kapazitive Komponente durch die Induktivität L_z, die ebenfalls in Reihe zu den Elementen liegt, kompensiert, muß man bei den Schaltungen nach Bild 56 von der Stabilitätsungleichung (SEMICONDUCTOR PRODUCTS, April 1962)

$$L_s + L_0 > R_0 \cdot C_0 \cdot |R_N|$$

ausgehen.

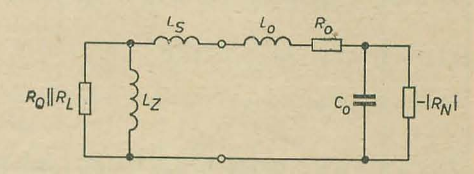


Bild 56: Ersatzschaltbild

Man erhält z. B. für eine Tunneldiode mit

$R_0 = 1\,\Omega$, $C_0 = 25$ pF, $|R_N| = 100\,\Omega$,
$L_0 = 1$ nH

$$L_s + L_0 > 2{,}5 \text{ nH}$$

Diese Bedingung erfüllt man, indem man eine Induktivität $L_s = 5$ nH in Reihe zur Tunneldiode schaltet.
Für 30 MHz erhält man nach Gleichung (1) die Impedanz der Tunneldiode

$$\mathfrak{Z}_{TD} = (-81 - j\,38{,}4)\,\Omega$$

Dies entspricht nach Bild 57 einer Parallelschaltung eines Widerstandes $R = -98\,\Omega$ mit einer Kapazität $C = 250$ pF. Diese kapazitive Komponente muß daher durch eine Parallelinduktivität $L_p = 1{,}15$ nH kompensiert werden.

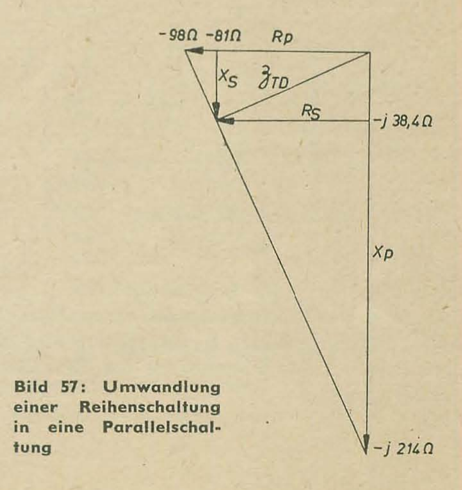


Bild 57: Umwandlung einer Reihenschaltung in eine Parallelschaltung

Die Tunneldiode als aktives Bauelement in Oszillatoren

Während bei der Anwendung der Tunneldiode als aktives Bauelement in einem Verstärker die Schaltung so dimensioniert sein muß, daß nur eine Kompensation der Schaltungsverluste durch die Tunneldiode erfolgt, muß bei der Anwendung der Tunneldiode als Oszillator eine vollständige Kompensation der Schaltungsverluste erfolgen.

Erzeugung harmonischer Schwingungen durch Eigenresonanz der Tunneldiodenschaltung

Durch eine Variation der Parameter läßt sich die Bedingung

$$L_0 = R_0 \cdot C_0 \cdot |R_N|$$

erfüllen. Als Parameter sind hierbei die jeweils resultierenden Größen der Schaltung einzusetzen.

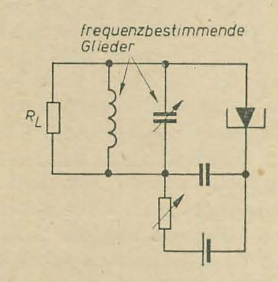


Bild 58: Oszillator (Prinzip)

Mit dieser Beziehung, die man auch aus der Bedingung

$$\omega_r = \omega_g$$

erhält, folgt aus der Gleichung für die Resonanzfrequenz ω_r die Eigenresonanzfrequenz der Tunneldiodenschaltung (Oszillatorfrequenz)

$$\omega_{osz} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \cdot \sqrt{1 - \frac{R_0}{|R_N|}}$$

Zu erwähnen ist noch, daß sich die effektiv einstellenden Parameter der Schaltung von der auftretenden Amplitude abhängig sind. Die vorstehende Gleichung stellt daher nur eine Näherung für kleine Amplituden dar.

Erzeugung harmonischer Schwingungen durch Entdämpfung eines Schwingkreises (Bild 58)

Als Schwingbedingung kann man die Nichterfüllung der Wechselstromstabilitätsbedingung nach Gleichung (32) ansehen, wenn also

$$L_0 \geqq R_0 \cdot C_0 \cdot |R_N|$$

gilt, so kann man mit der Tunneldiode Schwingkreise mit einer Resonanzfrequenz ω_g (Gleichheitszeichen) oder einer tieferen Frequenz (Größerzeichen) entdämpfen. Die Erfüllung der Schwingbedingung kann prinzipiell durch eine Variation aller Parameter erfolgen. Es kommt in allen Fällen darauf an, den bei der Frequenz $\omega < \omega_g$ vorhandenen Imaginärteil $\mathfrak{Im}\,(\mathfrak{Z}_{TD}/\omega)$ durch den Schwingkreis wegzustimmen.
Der bei der Frequenz ω verbleibende Realteil $\mathfrak{Re}\,(\mathfrak{Z}_{TD}/\omega)$ dient dann zur Entdämpfung der Schaltung (Kreisverluste und Lastwiderstand), die dann mit der Frequenz ω schwingt.

Literatur

[1] Gärtner, W.: Tunnel-Dioden. Elektronische Rundschau 14 (1960) H. 7 S. 265 bis 271

[2] Langer, E.: Die Tunneldiode — ein neues „aktives" Bauelement. Radioschau 36 (1960) H. 12 S. 458 bis 464

[3] Naumann, D.: Tunneldioden — Wirkungsweise und Anwendung. radio und fernsehen 10 (1961) H. 21 S. 656 bis 660

[4] Hartmann, J. H. u. a.: Die Tunneldiode. Physik, Grundlagen, Herstellung und Anwendung. AEÜ 15 (1961) H. 3 S. 125 bis 144

[5] Rieck: Die Tunneldiode. Telefunken Röhrenmitteilungen (611281)

[6] Müller, M.: Betrachtungen zur Grenzfrequenz der Tunneldioden. NTZ 14 (1961) H. 4 S. 165 bis 168

[7] Tunneldioden. SEL-Mitteilungen T 0832-1

[8] Haussmann, G.: Anwendungen der Tunneldiode. Elektronische Rundschau 16 (1962) H. 1 S. 7 bis 12

[9] Backward- und Tunneldioden. SEL-Prospekt 0832-21-1

[10] Institut für Halbleitertechnik, Teltow. Literaturverzeichnis: Die Tunneldiode (1962)

[11] Fistul, V. I., und Švarc, N.Z.: Tunneldioden. Fortschritte der Physik 10 (1962) S. 617 bis 679

[12] Wohlberg, K.: Zur Darstellung der Eigenschaften einer Esaki-Diode als Oszillator und Mischer in Form von Kennlinienfeldern. Telefunken-Zeitung 34 (1961) Juni, H. 132 S. 114 bis 121

[13] Rhode, U. L.: Tunneldioden als Schwingungserzeuger. Funkschau 33 (1961) H. 4 S. 91 bis 93

[14] Seidel, H.: Zur Verwendung von Tunneldioden in Oszillator- und Verstärkerschaltungen. Funktechnik 16 (1961) H. 7 S. 206 bis 209

[15] Müller, K. H.: Selektive HF-Verstärkung mit Tunneldioden. Elektronik 10 (1961) H. 2 S. 39 bis 43

[16] Chen, Chin-Ho: Tunnel Diode — Amplifiers. Semiconduktor Products April, 1962 S. 19 bis 25

[17] Klein, E.: Die Tunneldiode als Schwingungserzeuger. NTZ 15 (1962) H. 3 S. 135 bis 143

[18] Klein, E., und Buder, E.: Schaltungen mit Tunneldiode und Transistor. NTZ 15 (1962) H. 7 S. 318 bis 322

[19] Müller, M.: Minimale Rauschzahl des Negativwiderstand-Verstärkers mit Esaki-Dioden. AEÜ 14 (1960) H. 11 S. 499 bis 502

[20] Rieck und Maurer: Der Tunneldioden-Geradeausverstärker als rauscharme Vorstufe im UHF-Gebiet. AEÜ 15 (1961) H. 11 S. 495 bis 507

[21] Rieck, H.: Die Übertragungs- und Rauscheigenschaften eines Tunneldioden-Tiefpaßverstärkers. AEÜ 16 (1962) H. 4 S. 165 bis 172

[22] Rhode, L. u. a.: Die Anwendung von Tunneldioden in der Impulstechnik. Elektronik 10 (1961) H. 2 S. 33 bis 38

[23] Graf, H.: Frequenzvervielfacher mit Tunneldioden. NTZ 15 (1962) H. 5 S. 213 bis 219

[24] Armgarth, D.: Ein neuer Frequenzteiler mit Tunneldioden. Nachrichtentechnik 12 (1962) H. 7 S. 253 bis 256

[25] Lesk, I. A. u. a.: The Tunnel Diode — Circuits and Application. Electronics (1959) 27, November, S. 60 bis 64

[26] The Use of the General Radio Immittance Bridge in Tunnel-Diode Measurements. General Radio Experimenter 34 (1960) H. 7/8

[27] Measurements of the Equivalent-Cicouit Parameters of Tunnel Diode. General Radio Experimenter 34 (1960) H. 7/8

[28] Die Ersatzschaltung einer Tunneldiode für große Signalstärken. Technische Rundschau (1962) Nr. 23 v. 25. 5.

[29] Tousova, M.: Messung der statischen Kennlinien von Tunneldioden. Slaboproudy obzor 23 (1962) H. 5 S. 282 bis 285

[30] Todd, C. D.: Tunnel-Diode Parameters. IRE Transactions on Instrumentation (1961) September, S. 57 bis 63

[31] Todd, C.D.: Measurements of Tunnel Diode Negative Resistance. Review of Scientific Instruments 32 (1961) März

[32] Todd, C. D.: Simple Test Sets Measure Tunnel-Diode Parameters. electronics (1962) April, S. 43 bis 45

[33] Wilfinger, R. J. u. a.: Bridge for Tracing the Tunnel Diode I—V and Conductance Curves. Review of Scientific Instruments 33 (1962) September

[34] Christ, K.: Ein Verfahren zur Messung der Kennlinie und der Sperrschichtkapazität von Tunneldioden. AEÜ 17 (1963) H. 1 S. 42 bis 48

In unserer Reihe „Kleine Bibliothek für Funktechniker" sind bisher folgende Bände erschienen:

Vielhauer/Wolf/Maruhn
Mathematische und elektrotechnische Grundlagen
156 Seiten, 134 Bilder, broschiert 9,80 DM

U. Köhler
Einführung in die Hoch- und Höchstfrequenztechnik
88 Seiten, 54 Bilder, broschiert 5,40 DM

W. Köhler
Verstärker
84 Seiten, 84 Bilder, broschiert 5,40 DM

Kramer/Dobesch
Hochfrequenz- und Videomeßtechnik
124 Seiten, 138 Bilder, broschiert 8,80 DM

Dobesch
Laplace-Transformation
95 Seiten, 35 Bilder, broschiert 8,80 DM

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Aus der Reparaturpraxis

Hinweise zur Reparatur der TV-Empfänger „Start 1", „Start 2" und „Start 101"

Nachstehend werden Fehlerursachen der Horizontalausgangsstufe und ihre Auswirkungen auf dem Bildschirm des TV-Empfängers „Start" beschrieben. Bei der Behandlung dieser Fehler wird davon ausgegangen, daß der Horizontalgenerator ordnungsgemäß arbeitet und die Röhren der Horizontalausgangsstufe einschließlich der Ventilröhre in Ordnung sind.

Keine Helligkeit (keine Hochspannung)

Als häufigste Fehlerquelle treten defekte Widerstände im Regelspannungszweig der Horizontalendstufe auf. Die Fehlerermittlung ist in den meisten Fällen durch Spannungsmessung an der Horizontalendröhre PL 36 möglich. Im Normalfall beträgt bei einer Netzspannung von 220 V die Steuergitterspannung der $Rö_{601}$ (PL 36) —50 V. Die Schirmgitterspannung beträgt dann 145 V. Bei Ausfall des Widerstandes R_{606} beträgt die Steuergitterspannung —65 V, die Schirmgitterspannung 220 V. Bei Ausfall der Widerstände R_{609}, R_{610}, R_{611} ändert sich die Steuergitterspannung der PL 36 auf —55 V, die Schirmgitterspannung beträgt 170 V. Am Schirmgitter der Bildröhre wird keine Spannung gemessen. Zusätzlich dazu ist noch C_{605} zu kontrollieren. Bei durchgeschlagenem Kondensator C_{605} beträgt die Schirmgitterspannung der Bildröhre nur 230 V. Bei durchgeschlagenen C_{602} fehlt die Boosterspannung.

Hochspannung zu niedrig, Zeilenamplitude ist größer als normal

Dieser Fehler tritt auf, wenn der Widerstand R_{608} stark hochohmig geworden ist. Der Fehler ist durch das Messen der Schirmgitterspannung sowie der Steuergitterspannung der $Rö_{601}$ (PL 36) zu ermitteln. Die Schirmgitterspannung beträgt bei einem defekten Widerstand R_{608} 100 V, am Steuergitter werden —40 V gemessen.

Blasser vertikaler Streifen bei voll aufgedrehtem Helligkeitsregler

Ist nach dem Einschalten des Empfängers bei voll aufgedrehtem Helligkeitsregler nur ein blasser vertikaler Streifen sichtbar, kann auf eine Unterbrechung des Gitterableitwiderstandes R_{602} der $Rö_{601}$ (P_L 36) geschlossen werden. Wird versuchsweise die Gitterspannung der $Rö_{601}$ gemessen, so ist die Horizontalablenkung nach Anschließen des Instrumentes sofort einwandfrei, da das Instrument als Gitterableitwiderstand wirksam wird. Oft zeigt sich auch bei Unterbrechung dieses Widerstandes zeitweise normales Bild. Nach dem Ausschalten ist jedoch ein sehr kräftiger Leuchtpunkt sichtbar.

Kurzschlußkabel für „Start"-Reparaturen

Hin und wieder ist es erforderlich, ein „Start"-Chassis im ausgebauten Zustand in Betrieb zu nehmen. Dies ist nicht möglich, ohne den Tastensatz ebenfalls mit auszubauen. Um dies

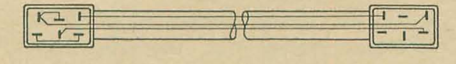


Bild 1

zu umgehen, empfehlen wir unseren Vertragswerkstätten, die Anfertigung eines Kurzschlußkabels entsprechend Bild 1 vorzunehmen. Mit diesem Kabel kann gleichzeitig festgestellt werden, ob bei Unterbrechung des Heizkreises, fehlender Betriebsspannung im Kanalwähler usw. der Tastensatz die Ursache ist. Das Kabel braucht dazu nur an Stelle des Tastensatzes angesteckt zu werden.
Zur Herstellung benötigt man zwei sechspolige Stecker, wie sie im „Start" Verwendung finden, und drei verschiedenfarbige Schaltdrähte von etwa 15 cm Länge. An dem links dargestellten Stecker empfehlen wir, eine rote Farbmarkierung anzubringen. Dadurch wird vermieden, daß dieses Kurzschlußkabel falsch angesteckt wird. Bei der Darstellung der Stekker wurde auf die Kontakte gesehen.

Anodensicherung schlägt durch

Bei einer Reihe von „Start"-Geräten ist die Anodensicherung Si_2 oftmals während des Betriebes mit einem mehr oder weniger lauten Knall durchgeschlagen. Dies ist in den meisten Fällen nicht auf eine gleichstrommäßige Überlastung zurückzuführen. Die Ursache dafür ist eine kräftige Aufladung des 4. Gitters der Bildröhre. Zur Entladung wird bekanntlich immer der kürzeste und bequemste Weg gesucht. So ergibt sich eine Entladung von Plus IV nach Masse. Oftmals wurde festgestellt, daß der im Kanalwähler eingelötete Durchführungskondensator C_{307}, der an der Plusschiene IV liegt, durch den Überschlag zerstört wird. Ein Auswechseln dieses Kondensators muß sehr sorgfältig durchgeführt werden, d. h., es darf beim Einlöten keine zu starke Erwärmung entstehen, um zu verhindern, daß der neue Teil springt.

Sprühen im Bild

Wird ein Sprühen im Bild auch bei zurückgedrehtem Kontrastregler festgestellt, so kann dies nur aus dem Hochspannungsteil kommen, jedoch zwei verschiedene Ursachen haben. Manchmal wird bei neuen Geräten ein Sprühen am Anodenanschlußkontakt der Bildröhre festgestellt, was allerdings nach kurzer Betriebszeit schwächer wird und dann gänzlich verschwindet. Andererseits wird das bezeichnete Sprühen auch sichtbar, wenn Anschlußdrähte am Zeilentrafo zu nahe am Kern liegen. Bei Verdunkeln kann auch ein Coronafeuer an diesen Drähten beobachtet werden. Zur Abhilfe werden die Drähte soweit als möglich vom Kern weggebogen.

Bild stark verrauscht

Zuviel Kontrast sowie stark verrauschtes Bild sind Fehler, die bereits mehrmals aufgetreten sind. Beim Nachmessen wurde festgestellt, daß die Regelspannung im ZF-Verstärker fehlte. Es wurde zunächst ein Masseschluß des am Rande der ZF-Platte liegenden Leiterzuges vermutet, der durch die Röhrenhaltebügel verursacht werden kann. Dies war jedoch nicht der Fall, und es wurde festgestellt, daß hinter dem Widerstand R_{134} keine Regelspannung vorhanden war. Um nicht unnötig an der Leiterplatte zu löten, wurde der Widerstand unter Beobachtung des Bildschirmes mit einem Ersatzwiderstand überbrückt. So konnte mit Gewißheit festgestellt werden, daß R_{134} Unterbrechung hatte (Bild 2).

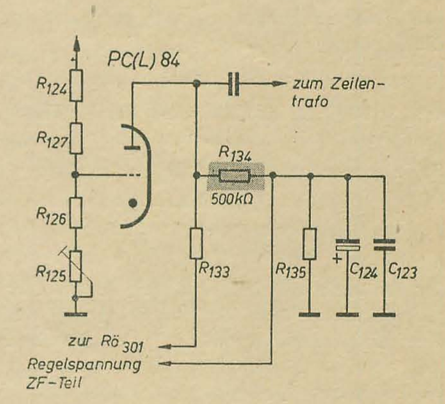


Bild 2

Zuviel Kontrast

Der Fehler: zuviel Kontrast und ziemlich verrauschtes Bild, ist in einigen Fällen aufgetreten. Typisch war hier, daß sich der Kontrast nicht bis Null zurückregeln ließ. Es wurde festgestellt, daß die Regelspannung bereits an der Anode der Taströhre zu niedrig war. Eine Nachmessung der Impulsspannung mit dem Oszillografen ergab, daß auch diese zu niedrig war. Nach Auswechseln des Zeilentrafos war der Fehler behoben. Die Hilfswicklung zur Erzeugung der Tastspannung sowie Rücklaufdunkeltastung hatte Windungsschluß.

Fehler im Vertikalkippteil

Ein mehrfach beobachteter Fehler in dieser Baugruppe ist „Zucken der Bildamplitude, besonders im unteren Bilddrittel". Es emp-

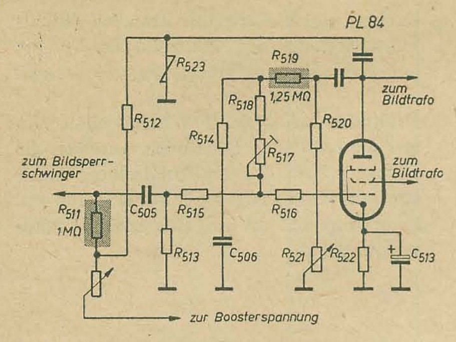


Bild 3

fiehlt sich, dabei versuchsweise die Vertikalendröhre PL 84 zu tauschen. In den meisten Fällen war jedoch R_{519} (1,25 MΩ) unterbrochen (Bild 3). Ein weiterer Fehler ist, Bildamplitude zu groß bzw. zu klein, d. h., daß der Bereich des Bildhöhenreglers nicht zur normalen Einstellung ausreicht. In diesem Fall empfehlen wir, R_{511} in seinem Wert zu ändern, bei zu großer Amplitude einen Widerstand von etwa 300 kΩ in Reihe zu schalten und bei zu kleiner Amplitude einen Widerstand von 2 MΩ parallelzuschalten.

Gardinenbildung und Abdunkeln

Bei einigen Geräten trat eine starke „Gardinenbildung", verbunden mit Abdunkeln der linken Bildhälfte, auf. Dabei wurde festgestellt, daß die Germaniumdiode D_{601} zur

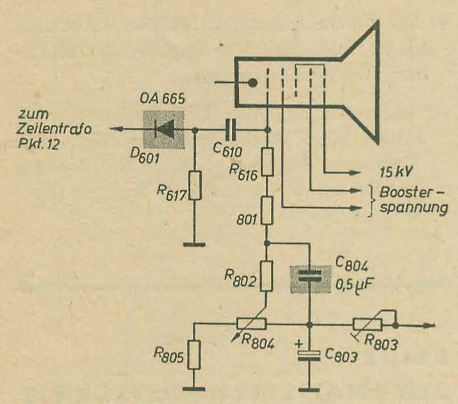


Bild 4

Rücklaufdunkeltastung defekt war. Bei Geräten ohne D_{601} kann die Streifenbildung durch nachträglichen Einbau beseitigt werden. Ein anderer Fehler war ein Abdunkeln der oberen Bildhälfte. In diesen Fällen war jeweils der Kondensator C_{804} ohne Kapazität (Bild 4).

Bild verzogen

Eine ungewöhnliche Fehlererscheinung war „Bild in vertikaler Richtung verzogen", unstabile Bildsynchronisation. Der Kontrast regelte „gummiartig", d. h., bei Normaleinstellung des Kontrastreglers entstand plötzlich eine Übersteuerung, und wenn dann der Kontrast zurückgedreht wurde, verschwand nach kruzer Zeit das Bild völlig. Die Ursache dafür war der defekte Siebelko C_6. Durch den Ausfall dieses Elkos, der an der Plusschiene II liegt, wurde das HF- und ZF-Signal mit einem Brummen überlagert.

Aus Rafena-Informationen

Ein einfaches elektronisches Zählgerät für universelle Verwendung

ROLF BURMEISTER und WALTER LEONHARDT

Automatische Zählungen werden in zunehmendem Maße in der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik vorgenommen. In der Kernphysik sind Zählgeräte in Verbindung mit einem entsprechenden Strahlendetektor oft eingesetzte Meßgeräte. Das Zählgerät ist in Ober-, Fach- und Hochschulen zu einem wichtigen Hilfsmittel im Unterricht und in der Vorlesung geworden. Gegenwärtig werden von unserer Industrie relativ teure Geräte gebaut, die für Lehrzwecke nicht genügend rentabel und für viele Lehranstalten nicht erschwinglich sind. Der nachfolgende Beitrag soll zum Bau eines elektronischen Zählgerätes anregen, das einen einfachen Aufbau bei geringem Kostenaufwand besitzt.

Das im Bild 1 dargestellte Impulszählgerät besteht aus zwei elektronischen und einer elektromechanischen Zählstufe. Der Eingang ist auf negative und positive Eingangsimpulse umschaltbar. Die Zählgeschwindigkeit ist durch die letzte Zählstufe begrenzt, und die obere Impulsfolgefrequenz liegt bei 600 Hz, was für die meisten Fälle ausreicht. Die Eingangsempfindlichkeit beträgt für negative Sinusimpulse bei 50 Hz etwa 3 V_{eff} und bei 500 Hz etwa 1 V_{eff}. Für positive Sinusimpulse betragen die entsprechenden Werte 22 V_{eff} und 18 V_{eff}. Die Eingangsempfindlichkeit ist von der Impulsform abhängig.

Das Zählgerät ist mit zwei Kaltkatodenzählröhren N3 (Firma Pressler, Leipzig) ausgestattet. In der Kaltkatodenzählröhre, auch Dekatron genannt, sind zehn Katoden um eine Anode ringförmig angeordnet, so daß zehn Glimmstrecken möglich sind. Die Ablesung erfolgt von der Kuppe der Röhre. Man kann weithin sichtbar erkennen, welche der Entladungsstrecken gezündet hat.

Bild 2 zeigt eine schematische Darstellung des Aufbaus des Zählrohres und Bild 3 die Prinzipschaltung sowie die Sockelanschlüsse. Bei der Erklärung der Wirkungsweise der Zählröhre muß man davon ausgehen, daß bei einer Glimmentladung die Brennspannung kleiner als die Zündspannung sein kann. Die Löschspannung U_l ist die untere Grenze der Brennspannung U_{br}. Die Betriebsspannung U_B muß mindestens so groß wie die Zündspannung U_z sein:

$$U_B \geqq U_z > U_{br} > U_l$$

Das System der Zählröhre besteht aus der Anode a, den zehn Katoden $k_0 \cdots_9$ sowie den zehn Hilfskatoden $h_0 \cdots_9$, die gegenüber den Katoden positiv vorgespannt sind. Es gibt in der Zählröhre also zehn Hauptentladungsstrecken a, $k_0 \cdots_9$ und zehn Hilfsentladungsstrecken a, $h_0 \cdots_9$.

Beim Anlegen der Bestriebsspannung U_B zündet zunächst eine der Hauptstrecken. Durch den einsetzenden Stromfluß entsteht an R_a ein Spannungsabfall, wodurch die Röhrenspannung auf die Brennspannung absinkt:

$$U_{br} = U_B - I_a \cdot R_a$$

Gelangt nun an die Hilfskatoden ein so großer negativer Spannungsimpuls, daß die Zündspannung auf den Hilfsstrecken überschritten wird, so zündet die der gezündeten Hauptstrecke unmittelbar benachbarte Hilfsstrecke. Durch den zusätzlichen Stromfluß sinkt das Anodenpotential weiter, und die Hauptstreckenentladung erlischt. Nach Abklingen des Eingangsimpulses erlischt auch die Hilfsstreckenentladung, und die folgende Hauptstrecke zündet. Diese Vorgänge verlaufen relativ schnell und wiederholen sich bei dem nächsten Eingangsimpuls auf der folgenden Stufe usw. Die Zündung der benachbarten Entladungsstrecken wird durch die Vorionisation des Gases in der Umgebung der Glimmentladung begünstigt. Damit die Zählung in einer Richtung verläuft, sind Katoden und Hilfskatoden unsymmetrisch gestaltet.

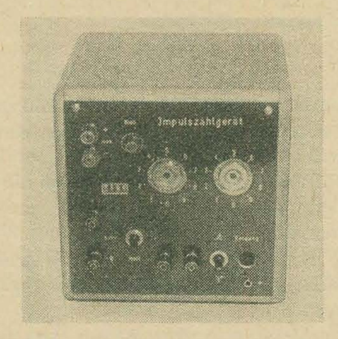
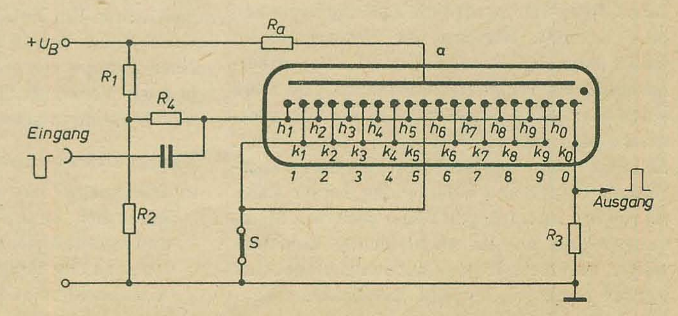


Bild 1: Ansicht des Impulszählgerätes



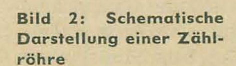


Bild 2: Schematische Darstellung einer Zählröhre

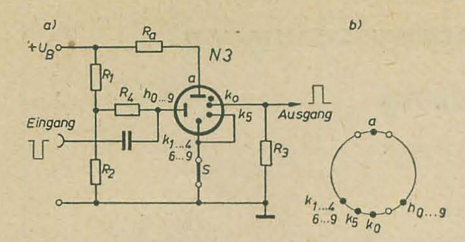


Bild 3: a) Prinzipschaltung, b) Sockelanschlüsse

nische Zählwerk (Gesprächszähler der Post), dessen Wicklung zur besseren Anpassung an die Röhre umgewickelt wurde (etwa 12000 Wdg.). Das Umwickeln ist aber nicht unbedingt erforderlich. Diese Stufe wirkt durch die starken Anodenstromänderungen auf die vorhergehenden Stufen zurück. Um diese Rückwirkung auszuschalten, wurden die Arbeitspunkte der Röhren $Rö_{2, I}$, $Rö_{2, II}$ und auch $Rö_5$ durch feste Spannungsteiler eingestellt.

b) Zählung fotoelektrischer Impulse (Lichtschranke): Für die Anlage ist ein Vorsatz mit Fotozelle und Verstärker erforderlich.

c) Drehzahlmessungen: Die Achse eines Motors wird mit einer Blattfeder versehen, die einmal während einer Umdrehung einen Kontakt kurzzeitig schließt, wodurch ein Spannungsstoß an den Eingang des Zählgerätes gegeben wird.

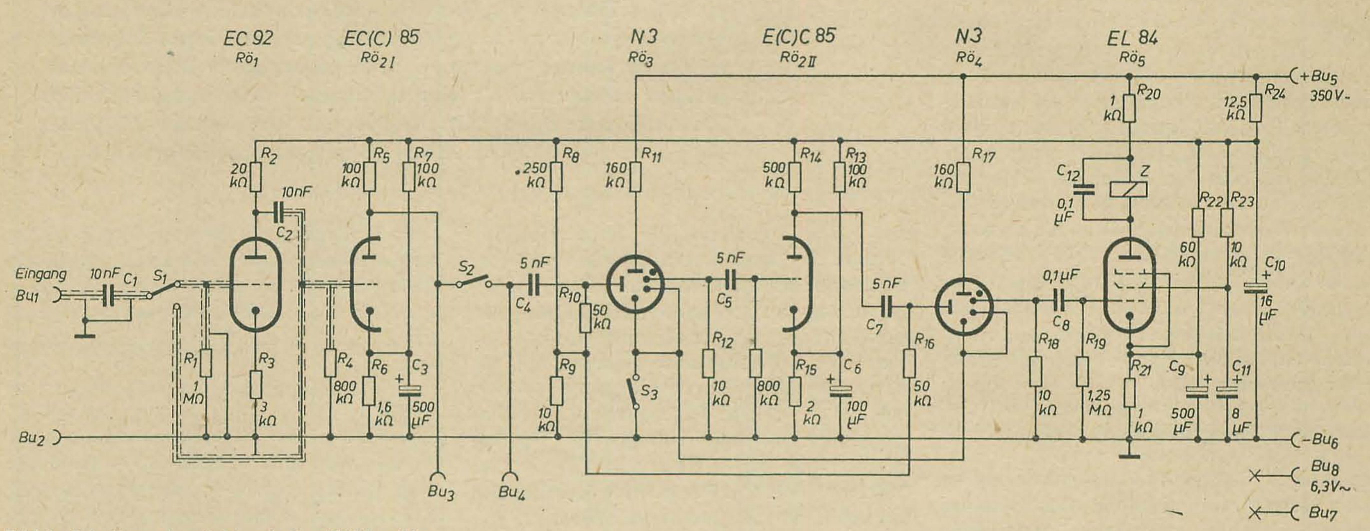


Bild 4: Schaltung des elektronischen Zählgerätes

Da das gesamte System natürlich innerhalb des Zählrohres entsprechend angeordnet ist, ist der äußere Aufbau wesentlich vereinfacht. Die fünfte und die zehnte Katode sind aus der Zählröhre herausgeführt. Zur Weitergabe jedes zehnten Impulses an die nachfolgende Zählstufe wird k_0 benutzt. Der positive Ausgangsimpuls wird über R_3 abgegriffen. Der Schalter S ist während der Zählung geschlossen. Er wird zur Rückstellung der Glimmentladung auf „Null" kurzzeitig geöffnet, denn dann liegt die Spannung nur an der Strecke a, k_0. Die Zündspannung der Zählröhre N 3 und damit die geringste Betriebsspannung beträgt 300 V. Der Anodenstrom soll zwischen 1 und 2 mA liegen. Die Größe der erforderlichen Eingangsimpulse hängt vom Anodenwiderstand R_a und der Vorspannung der Hilfskatoden ab. Sie beträgt für Sinusimpulse mindestens 25 V_{eff}. Die maximale Zählfrequenz ist 25 kHz.

Bild 4 zeigt die Schaltung des Zählgerätes. An den Eingang gegebene negative Impulse werden durch $Rö_1$ umgekehrt und verstärkt. Da die Zählröhre nur auf negative Impulse anspricht, muß durch $Rö_{2, I}$ nochmals eine Phasenumkehr erfolgen. Für positive Eingangsimpulse wird durch Umschalten von S_1 die Röhre $Rö_1$ umgangen. Durch Schließen bzw. Öffnen von S_2 wird die Zählung begonnen oder beendet. Der auf der Frontplatte im Bild 1 ursprünglich vorgesehene Lautsprecheranschluß ist für den zusätzlichen Anschluß eines Start-Stop-Schalters z. B. bei Kurzzeitmessungen verwendet worden (Bu_3, Bu_4). Schalter S_3 ist eine Drucktaste, die durch kurzzeitiges Öffnen die Nullstellung beider Zählröhren bewirkt. $Rö_3$ gibt einen positiven Spannungsimpuls an die nachfolgende Zählstufe weiter, der durch $Rö_{2, II}$ nochmals umgekehrt werden muß. $Rö_5$ betreibt das elektromecha-

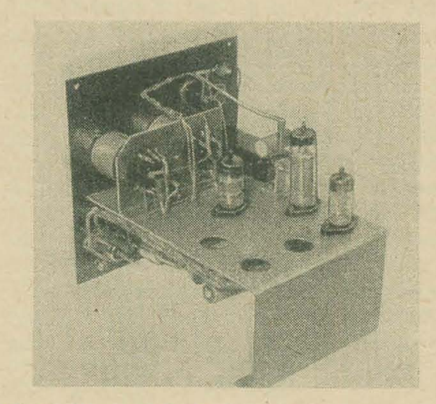


Bild 5: Mechanischer Aufbau

Für das einwandfreie Arbeiten des Zählgerätes ist es erforderlich, daß die Betriebsspannung gut gesiebt ist, die Heizleitungen sorgfältig verdrillt und verlegt werden und daß die Eingangsleitungen abzuschirmen und kurz auszuführen sind. Außerdem müssen die Widerstände R_{11} und R_{17} direkt an die Anodenanschlüsse der Zählröhrenfassungen angelötet werden.

Der mechanische Aufbau ist aus dem Bild 5 ersichtlich. Ein Netzteil war im beschriebenen Gerät nicht vorgesehen, da dieses Gerät Teil einer Gruppe von weiteren Einheiten ist, die je nach Verwendungszweck in verschiedenen Kombinationen zusammengestellt werden.

Einige Anwendungsmöglichkeiten

a) Zählanlage für Geiger-Müller-Zählrohre: Zusätzlich sind hierzu ein Betriebsspannungsgerät für Zählrohre und ein Anschlußstück an das Zählgerät erforderlich, das den Arbeitswiderstand des Zählrohres enthält.

d) Tonfrequenzmessungen bis 600 Hz können durch Auszählen der Impulse je Zeiteinheit durchgeführt werden.

e) Kurzzeitmessungen: Das Zählgerät registriert eine Wechselspannung bekannter Frequenz. Beginn und Ende der Zählung werden durch einen äußeren Kontakt (Bu_3, Bu_4) geschaltet.

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

herausgegeben von B. Wagner und G. Schwarze

Vollständig lieferbar. Bitte ergänzen Sie Ihre Handbibliothek.

Bd. 1. Schwarze: Grundbegriffe der Automatisierungstechnik
Bd. 2. Gottschalk: Bauelemente der elektrischen Steuerungstechnik
Bd. 3. Berg: Hydraulische Steuerungen
Bd. 4. Schöpflin: Netzregelungen
Bd. 5. Schubert: Digitale Kleinrechner
Bd. 6. Sydow: Elektronische Analogrechner und Modellregelkreise
Bd. 7. Götte: Elektronische Bauelemente in der Automatisierungstechnik
Bd. 8. Bojartschenkow/Schinjanski: Magnetische Verstärker
Bd. 9. ten Brink/Kauffold: Entwurf und Ausführung von Steueranlagen
Bd. 10. Schwarze: Regelkreise mit I- und P-Reglern
Bd. 11. Peschel: Regelkreise mit PID-Reglern

Weitere Bände in Vorbereitung. Jeder Band umfaßt etwa 80 Seiten und kostet 4,80 DM

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Regelverstärker für stabilisiertes Netzgerät mit 150 V Ausgangsspannung

R. GÄRTNER

In den standardisierten Netzgeräten nach TGL 66-102 findet im Regelverstärker eine einfache Pentodenschaltung Verwendung (Bild 1). Der mit dieser Schaltung erreichbare Verstärkungsfaktor ist nicht hoch. Deshalb wird über einen Widerstand R_r eine positive Rückkopplung eingeführt. Damit verbessert man zwar die Kurzzeitstabilität bei Netzspannungsschwankungen, die Brummspannung am Ausgang behält dagegen ihren relativ hohen Wert von etwa 30 mV und darüber. Wesentlich höhere Verstärkungsfaktoren und damit niedrigere Brummspannungen lassen sich mit der aus den Veröffentlichungen [1] [2] [3] bekannten Kaskodeschaltung erzielen.

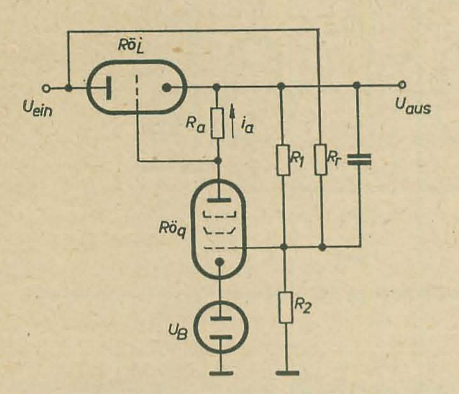


Bild 1: Prinzipschaltbild eines Regelverstärkers mit einfacher Pentodenschaltung

Der Einsatz dieser Schaltung stößt jedoch dann auf Schwierigkeiten, wenn die geregelte Ausgangsspannung des Netzgerätes nur 150 V beträgt. Von dieser Spannung steht nur ein Teil als Anoden-Katoden-Spannung für die Querröhre $Rö_q$ im Regelverstärker zur Verfügung, denn für die am Anodenwiderstand R_a abfallende Gittervorspannung $I_a \cdot R_a$ der Längsröhre $Rö_L$ werden etwa 10 ··· 20 V benötigt, und die Brennspannung der für hochkonstante Netzgeräte ausschließlich verwendeten Stabilisatorröhre StR 85/10 beträgt 85 V. Somit bleiben nur etwa 45 ··· 55 V übrig, die sich dann bei der modifizierten Kaskodeschaltung noch auf zwei Röhrensysteme aufteilen. Derartige Anodenspannungen sind jedoch für den vorliegenden Verwendungszweck zu gering.

Es wurde deshalb versucht, durch geringe Schaltungsänderungen und Auswahl geeigneter Röhren die hervorragenden Eigenschaften der modifizierten Kaskodeschaltung auch bei einer Ausgangsspannung von 150 V ausnützen zu können.

Bild 2 zeigt die verwendete Schaltung. Als Längsröhre $Rö_4$ findet eine EL86 Verwendung, die mit einer Gittervorspannung von etwa —10 V im Arbeitspunkt auskommt. Der erforderliche Aussteuerbereich wird durch Parallelschalten eines Widerstandes erzielt, so daß die Schaltung für einen Laststrom von 125 mA geeignet ist. Ferner wird die Bezugsspannung U_B durch den Spannungsteiler R_4, R_5 am Gitter von $Rö_3$ nochmals auf etwa 30 V geteilt, so daß für die beiden Röhren $Rö_1$ und $Rö_2$ der Kaskodeschaltung etwa 110 V zur Verfügung stehen.

Die Reduzierung der Bezugsspannung von 85 V auf 30 V bedeutet aber, daß auch das Teilerverhältnis

$$\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

von etwa 0,5 auf etwa 0,2 absinkt und damit auch die Schleifenverstärkung des Regelverstärkers verringert wird. Infolge des ohnehin hohen Verstärkungsfaktors der Kaskodeschaltung und des Einsatzes eines Differenzverstärkers reicht jedoch die erzielte Konstanz völlig aus. Die Brummspannung wird durch den Spannungsteiler nicht beeinflußt, da die Ausgangswechselspannung über den Kondensator C direkt an das Gitter von $Rö_1$ gelangt.

Außer diesen schaltungstechnischen Maßnahmen ist der Einsatz geeigneter Röhren von großer Bedeutung. Dazu ist es erforderlich, eine Beziehung für den Verstärkungsfaktor der Kaskodeschaltung einschließlich des Differenzverstärkers aufzustellen. Aus den in [4] angegebenen Regeln läßt sich aus der Schaltung Bild 2 sofort das Ersatzschaltbild Bild 3 aufzeichnen.

Für dieses Ersatzschaltbild gilt das Gleichungssystem

$$i_{a1} - i_{a2} - i_p = 0$$

$$i_{a1}(R_{i1} + R_{kp}) + i_p R_p = \mu_1 u_1$$

$$i_{a2} \frac{R_{a2} + R_{i2}}{\mu_2 + 1} - i_p R_p = \frac{\mu_2}{\mu_2 + 1} \cdot k \cdot u_1$$

Darin ist k in der Schaltung nach Bild 2

$$k = \frac{R_3 + R_2}{R_3}$$

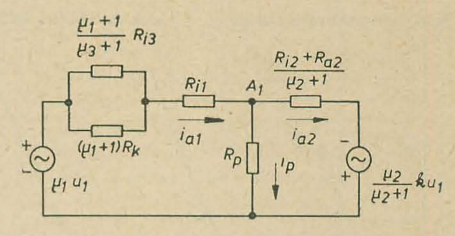


Bild 3: Ersatzschaltbild für die Schaltung im Bild 2

das Verhältnis der Spannungen an den Gittern von $Rö_1$ und $Rö_2$ sowie

$$R_{kp} = \frac{1}{\frac{1}{(\mu_1 + 1) R_k} + \frac{\mu_3 + 1}{(\mu_1 + 1) R_{i3}}}$$

der Widerstand der Parallelschaltung der an die Anode A_1 transformierten Widerstände R_k und $R_{i3}/(\mu_3 + 1)$.

Mit Hilfe der Determinantenrechnung erhält man für den gesuchten Verstärkungsfaktor

$$V = \frac{i_{a2} R_{a2}}{u_1}$$

$$= \frac{R_{a2}\left[\mu_1 + k \frac{\mu_2}{\mu_2 + 1}\left(1 + \frac{R_{i1} + R_{kp}}{R_p}\right)\right]}{\frac{R_{i2} + R_{a2}}{\mu_2 + 1}\left(1 + \frac{R_{i1} + R_{kp}}{R_p}\right) + R_{i1} + R_{kp}} \qquad (1)$$

Diese Gleichung gibt Aufschluß darüber, unter welchen Bedingungen ein hoher Verstärkungsfaktor zu erzielen ist. Lassen wir zunächst einmal den von k abhängigen zweiten Summanden im Zähler außer Betracht, da dieser in der vorliegenden Schaltung kleiner als μ_1 sein wird, so ist zunächst festzustellen, daß

a) μ_1 möglichst groß und R_{i1} möglichst klein sein sollten. Das bedeutet aber, daß für $Rö_1$ eine Röhre mit hoher Steilheit $S = \mu/R_i$ einzusetzen ist. Die Daten von $Rö_3$ gehen in die Gleichung (1) durch den Widerstand R_{kp} ein. Dieser Widerstand ist im Nenner im Faktor

$$1 + \frac{R_{i1} + R_{kp}}{R_p}$$

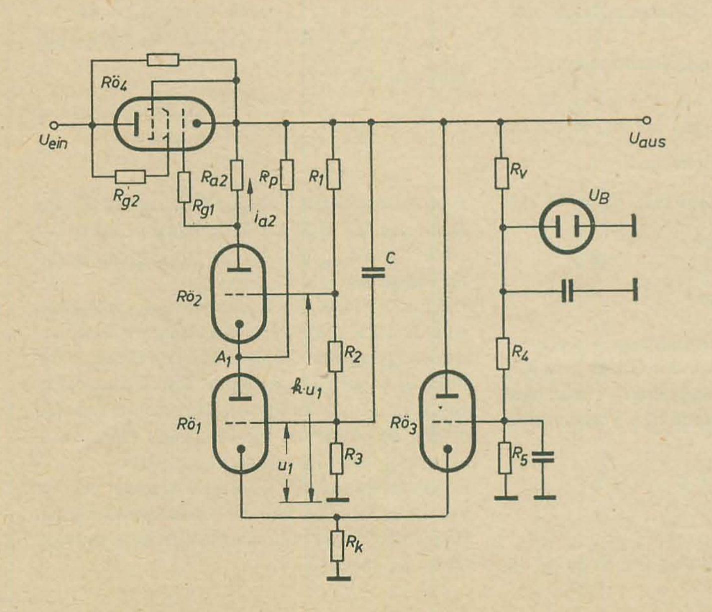


Bild 2: Regelverstärker mit modifizierter Kaskodeschaltung

zu finden. Damit der Nenner klein bleibt, muß also

$$\frac{R_{i1} + R_{kp}}{R_p}$$

klein sein.

Der Widerstand R_p taucht im Nenner der Gleichung (1) nochmals als Summand auf, kann also nicht beliebig groß gewählt werden. Sein Wert wird außerdem in erster Linie bestimmt durch den zur Erzielung einer ausreichenden Steilheit für $Rö_1$ erforderlichen Anodenstrom und der zur Verfügung stehenden Ausgangsspannung.

Somit können wir $(R_{i1} + R_{kp})/R_p$ klein halten, wenn R_{kp} möglichst klein ist. Das bedeutet aber, daß auch

b) μ_3/R_{i3} groß sein muß, d. h., auch für $Rö_3$ gilt die gleiche Bedingung wie für $Rö_1$.

Die Röhre $Rö_2$ ist nach anderen Gesichtspunkten auszusuchen. Da der Verstärkungsfaktor proportional zum Widerstand R_{a2} ist, wird man für diesen einen hohen Wert wählen. Dabei ist lediglich zu beachten, daß durch $Rö_2$ noch ein Anodenstrom von wenigstens 10 bis 20 μA fließt. Damit liegt die Größe von R_{a2} bei 0,5 ··· 1 MΩ. Da die Innenwiderstände von Trioden im allgemeinen kleiner sind, besteht für $Rö_2$ die Forderung, daß

c) μ_2 möglichst groß ist, wobei der Wert von R_{i2}, also auch S_2, nur eine untergeordnete Rolle spielt.

Die Tatsache, daß sich die Forderungen a) und b) decken, kommt der aus Gründen der Stabilisierung des Arbeitspunktes gegen Heizspannungsschwankungen notwendigen Wahl zweier gleicher Röhrensysteme für den Differenzverstärker $Rö_1$, $Rö_3$ entgegen. Man wird also für $Rö_1$, $Rö_3$ eine Doppeltriode mit hoher Steilheit und niedrigem Innenwiderstand einsetzen. Besonders geeignet für diesen Zweck ist die Röhre E 88 CC. Für die Röhre $Rö_2$ kommt dagegen in erster Linie ein System der ECC 83 in Frage. (Leider wird keine Röhre mit nur einem Triodensystem der ECC 83 gefertigt, so daß das zweite System unbenutzt bleibt.)

Anhand der Kennlinienfelder, die für kleine Anodenströme bis 1 mA aufgenommen wurden (Bilder 4 und 5), erfolgte die Wahl der Arbeitspunkte der Röhren $Rö_1$ und $Rö_2$ in der Schaltung Bild 2:

$Rö_1$: $U_{ak1} = 40$ V; $I_{a1} = 0{,}8$ mA
$Rö_2$: $U_{ak2} = 70$ V; $I_{a2} \approx 20$ μA
$Rö_3$: $U_{ak3} = 120$ V; $I_{a3} = 2$ mA

(Den Arbeitspunkt für $Rö_3$ kann man den Kennlinienfeldern im Röhrenringbuch entnehmen.)

Damit erhält man folgende Parameter:

$\mu_1 = 25$ $\quad\mu_2 = 80$ $\quad\mu_3 = 30$
$R_{i1} = 9$ kΩ $\quad R_{i2} = 300$ kΩ $\quad R_{i3} = 6{,}5$ kΩ

Der Verstärkungsfaktor wird mit

$R_p = 110$ kΩ, $R_{a2} = 500$ kΩ, $R_k = 11$ kΩ

$$V \approx \frac{25 \cdot 500}{\frac{800}{80}\left(1 + \frac{14}{114}\right) + 14} \approx 500$$

In der praktischen Schaltung wird V noch etwas höher sein, denn auch am Gitter von $Rö_2$ liegt ein Teil der auszuregelnden Ausgangsspannung. Das kommt durch den Summanden

$$k \frac{\mu_2}{\mu_2 + 1}\left(1 + \frac{R_{i1} + R_{kp}}{R_p}\right) = 2{,}3\left(1 + \frac{14}{110}\right) \approx 2{,}5\,,$$

der im Zähler der Gleichung für V zu μ_1 zu addieren ist, zum Ausdruck, durch den V um etwa 10% größer wird.

Mit der nach diesen Gesichtspunkten dimensionierten Schaltung wurden folgende Meßergebnisse bei $U_{aus} = 150$ V und $I_{aus} = 125$ mA erzielt:

Netzspannungsabhängigkeit $\leqq \pm 1{,}2‰/\pm 10\%$
Brummspannung $\leqq 10\ mV_{ss}$

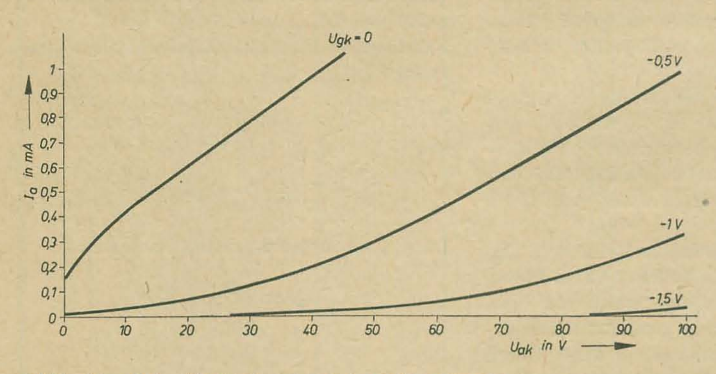


Bild 4: Kennlinienfeld für $I_a = 1$ mA der Röhre ECC 83

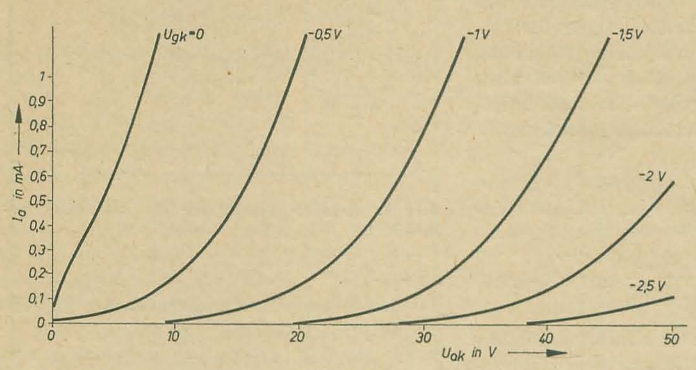


Bild 5: Kennlinienfeld für $I_a = 1$ mA der Röhre E 88 CC

Bild 6: Modifizierte Kaskodeschaltung mit erhöhtem Verstärkungsfaktor

Setzt man für die Kaskodestufe dagegen zwei gleiche Röhrensysteme ein, z. B. ECC 83 oder E 88 CC, so erhält man einen wesentlich niedrigeren Verstärkungsfaktor.

Angenähert gelten für die ECC 83 folgende Werte:

$\mu_1 \approx \mu_2 \approx \mu_3 \approx 80$
$R_{i1} \approx R_{i2} \approx 80$ kΩ; $R_{i3} = 430$ kΩ,

damit wird

$$V = \frac{80 \cdot 500}{\frac{930}{80}\left(1 + \frac{80 + 80}{110}\right) + 80 + 80} = 215$$

Mit den Röhrenkennwerten für die E 88 CC

$\mu_1 = 25$ $\quad\mu_2 = 18$ $\quad\mu_3 = 30$
$R_{i1} = 9$ kΩ $\quad R_{i2} = 140$ kΩ $\quad R_{i3} = 6{,}5$ kΩ

erhalten wir

$$V = \frac{25 \cdot 500}{\frac{640}{19}\left(1 + \frac{9 + 5}{110}\right) + 9 + 5} = 140$$

Demzufolge beträgt auch die Brummspannung eines mit 2 × E 88 CC aufgebauten Netzteiles etwa 50 mV_{ss}, die Netzspannungsabhängigkeit liegt bei $\pm 3{,}5‰/\pm 10\%$.

Die modifizierte Kaskodeschaltung ermöglicht jedoch noch eine weitere Erhöhung des Verstärkungsfaktors durch eine Vergrößerung des Faktors k. Dazu wird nach Bild 6 das Gitter von $Rö_2$ mit der Anode von $Rö_3$ verbunden und in die Zuleitung zu dieser Anode ein zusätzlicher Anodenwiderstand R_{a3} gelegt.

Zur Berechnung des Faktors k nehmen wir zur Vereinfachung an, daß die Steuerspannung am Gitter von $Rö_2$ keinen Einfluß auf den Anodenstrom i_{a3} ausübt.

Dann können wir das Ersatzschaltbild Bild 7 zeichnen, aus dem wir für den Faktor k

$$k = \frac{i_{a3} \cdot R_{a3}}{\mu_1} = \frac{\mu_1 R_{a3}}{(R_{i3} + R_{a3})\frac{\mu_1 + 1}{\mu_3 + 1} + (R_{ap} + R_{i1})\left[1 + \frac{R_{i3} + R_{a3}}{R_k(\mu_3 + 1)}\right]} \quad (2)$$

entnehmen.

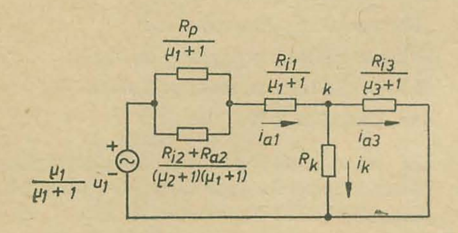


Bild 7: Ersatzschaltbild für die Schaltung im Bild 6

Hierin ist

$$R_{ap} = \frac{R_p \cdot \frac{R_{i2} + R_{a2}}{\mu_2 + 1}}{R_p + \frac{R_{i2} + R_{a2}}{\mu_2 + 1}}$$

die Parallelschaltung des an die Anode A_1 transformierten Widerstandes $R_{i2} + R_{a2}$ und des Parallelwiderstandes R_p.

Setzt man ferner

$$\frac{R_{i3} + R_{a3}}{\mu_3 + 1} \ll R_k$$

voraus, so vereinfacht sich Gleichung (2) zu

$$k \approx \frac{\mu_1 R_{a3}}{R_{ko}' + R_{ap} + R_{i1}}, \quad (3)$$

wobei für

$$R_{kp}' \approx \frac{R_{i3} + R_{a3}}{\mu_3} \mu_1$$

gilt.

Bei der Wahl von R_{a3} muß man natürlich berücksichtigen, daß die Gleichspannungen am Gitter von $Rö_2$ und an der Anode von $Rö_3$ gleich groß sein müssen.

Wählen wir bei $I_{a3} = 2$ mA einen Anodenwiderstand $R_{a3} = 40$ kΩ, so erhalten wir für k mit den Werten aus dem ersten Beispiel

$$k \approx \frac{25 \cdot 40}{\frac{46{,}5 \cdot 25}{30} + 9 + 9} \approx 18,$$

und die Verstärkung nach Gleichung (1) wird auf das Doppelte ansteigen. Mit einer praktischen Schaltung mit den Röhren E 88 CC und E (C)C 83 wurden eine

Netzspannungsabhängigkeit

$$\leqq \pm 0{,}5\text{‰} / \pm 10\,\%$$

und eine Brummspannung

$$\leqq 7\ mV_{ss}$$

gemessen.

Zusammenfassung

Durch sorgfältige Dimensionierung und Auswahl geeigneter Röhren ist es möglich, die modifizierte Kaskodeschaltung im Regelverstärker für stabilisierte Netzgeräte mit 150 V Ausgangsspannung einzusetzen und somit die Brummspannung am Ausgang auf Werte unter 10 mV_{ss} zu reduzieren. Durch geringe Schaltungsänderungen kann der Verstärkungsfaktor des Regelverstärkers um den Faktor 2 erhöht werden.

Literatur

[1] Attree, V. H.: A Cascode Amplifier Degenerative Stabilizer. Electronic Eng. 4 (1955) S. 174 bis 177

[2] Fischer, H. J.: Bauanleitung für ein elektronisches Regelnetzgerät. radio und fernsehen 8 (1959) H. 11 S. 343 bis 345

[3] Gärtner, R.: Verbesserung der Kurzzeitkonstanz elektronisch stabilisierter Netzgeräte. radio und fernsehen 10 (1961) H. 4 S. 128 bis 129

[4] Gärtner, R.: Ersatzschaltbilder von Verstärkern mit Elektronenröhren Teil 1. radio und fernsehen 10 (1961) H. 13 S. 413 bis 415

Als Ergänzungsliteratur empfehlen wir:

B. Wagner

Elektronische Verstärker

3., überarbeitete und erweiterte Auflage
356 Seiten, 358 Bilder, 8 Beilagen, Kunstleder 23,50 DM

Es wird ein umfassender Überblick über die Anwendung elektronischer Bauelemente in Verstärkern für industrielle Steuer- und Regelungsanlagen gegeben. Bei der Neuauflage wurden insbesondere die Fortschritte auf dem Gebiet der Halbleitertechnik berücksichtigt.

Aus dem Inhalt:

Die Verstärkerröhren — Aufbau der Verstärker — Übersicht über die Anwendungsgebiete von Verstärkern — Typisierung von Verstärkern — Betrieb von Röhrenverstärkern — Beispiele ausgeführter Verstärker

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Referate

Über die Lebensdauer und Zuverlässigkeit von tschechoslowakischen Elektronenröhren mit besonderer Qualität

Mit Hilfe des P-Faktors [1] wird von zahlreichen Röhrenherstellern die Zuverlässigkeit von Elektronenröhren angegeben. Der Wert des P-Faktors beträgt im Fall der Elektronenröhren mit besonderer Qualität im allgemeinen etwa 1,5 ‰. Da aber relativ wenig Erfahrungen mit der Betriebsdauer von im Betrieb Tesla hergestellten Elektronenröhren vorliegen, konnte der genaue Wert des P-Faktors für diese Röhren vorläufig noch nicht genau bestimmt werden. Er konnte sich daher — trotz seiner planwirtschaftlichen Vorteile — auch noch nicht durchsetzen, denn die tschechischen Abnehmer verlangen vom Röhrenhersteller sehr konkrete Garantien.

Der Betrieb Tesla garantiert für alle Elektronenröhren mit besonderer Qualität [2] eine erhöhte Zuverlässigkeit und eine durchschnittliche Lebensdauer von 8000 Stunden (demnächst 10 000 Stunden).

Die erhöhte Zuverlässigkeit beruht auf der sogenannten Zuverlässigkeitsprüfung. Hierbei werden immer 50 Röhren gleichzeitig geprüft, wobei die in Tabelle 1 angeführten Prüfbetriebsbedingungen und Kriterien gelten. Die Prüfdauer beträgt 1000 Stunden, und während dieser Zeit müssen wenigstens 96 % der geprüften Röhren den geforderten Daten entsprechen [3].

Die durchschnittliche Lebensdauer wird an zehn Röhren erprobt. Die Röhren werden maximal 12 000 Stunden geprüft, und die nach der Gleichung

$$T = \sum_{n=1}^{n=10} t_n/10 \quad (1)$$

errechnete Lebensdauer muß mindestens 8000 Stunden betragen. Die entsprechenden

Tabelle 1

Betriebsbedingungen und Kriterien bei der Zuverlässigkeits- und Lebensdauerprüfung

Röhre	E 88 CC	E 180 F	E CC 802 S	E CC 803 S	EF 800	EF 806 S	EL 803 S	
Betriebsbedingungen bei der Zuverlässigkeits- und Lebensdauerprüfung								
U_{b2}	100	190	250	250	170	250	250	V
U_{bg2}		160			170	250	250	V
R_k	680	630	800	1600	160	1000	110	Ω
R_{g1}			1	2	1			MΩ
U_{bg1}	+9	+9						V
$U_{+k/-f}$		60	100	100	90	90	120	V
$U_{-k/+f}$	60							V
R_a						100	1,6	kΩ
R_{g2}						390	10	kΩ
Kriterien bei der Zuverlässigkeitsprüfung								
I_{is} [1])	max. 7	max. 6	max. 10	max. 10	max. 8,5	max. 7,5	max. 6,0	μA
I_{isg1} [2])	max. 6							μA
I_{kf} [3])	max. 12		max. 10	max. 10	max. 25	max. 16	max. 30	μA
$-I_{g1}$	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	μA
I_a	min. 13,5	min. 11,5	min. 7,5	min. 0,8	min. 8	min. 2	min. 23	mA
S	min. 8,5	min. 11	min. 1,5	min. 1,05	min. 5,4	min. 1,4	min. 7	mA/V
I_f	285—315							mA
$\lvert U_{gI} - U_{gII} \rvert$	max. 2							V
Kriterien bei der Lebensdauerprüfung								
$-I_{g1}$	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	max. 1	μA
I_a	min. 13,6	min. 11,5	min. 7,5	min. 0,8	min. 8	min. 2	min. 23	mA
S	min. 8,5	min. 11	min. 1,5	min. 1,05	min. 5,4	min. 1,4	min. 7	mA/V
$\lvert U_{gI} - U_{gII} \rvert$	max. 2							V

Erläuterungen: [1]) Elektrodenisolation; [2]) Steuergitterisolation; [3]) Heizfaden-Katode-Isolation.

Tabelle 2

Veränderungen der charakteristischen Röhrenwerte während der Lebensdauer

Charakter. Röhrenwert	Veränderung während der Lebensdauer
I_f	steigt
I_a	fällt
I_{g2}	fällt
$-I_{g1}$	steigt
S	fällt
R_i	steigt
μ	verändert sich nicht
I_{is}	ändert sich in beiden Richtungen
I_{kf}	ändert sich in beiden Richtungen
$\lvert U_{gI} - U_{gII} \rvert$	ändert sich in beiden Richtungen
r_e	steigt
$r_ä$	steigt

Prüfbetriebsbedingungen und Kriterien entsprechen ebenfalls Tabelle 1.
Die angeführten Prüfungen der Zuverlässigkeit und Lebensdauer sind nur ein Kompromiß, denn der Röhrenhersteller soll durch diese Prüfungen nicht überlastet werden. Die Gleichung (1) ist ebenfalls an die garantierte Lebensdauer von 8000 Stunden zweckgebunden. Auf Grund der Produktionserfahrungen kann aus den Ergebnissen der Prüfungen die Qualität einer produzierten Röhrenserie beurteilt werden. Die Ergebnisse dienen vor allem einer generellen Beurteilung und sagen nichts für eine bestimmte Röhrenschaltung aus.
Allgemein können eine starke Gegenkopplung mit einem Katodenwiderstand (auch wenn eine weitere Verstärkerstufe erforderlich wird) und eine stabilisierte Betriebsspannung nur empfohlen werden. Die Katode einer mit einer verringerten Heizspannung oder ohne Katodenstrom betriebenen Röhre neigt zur Zwischenschichtbildung.
Der allgemeine Trend der charakteristischen Röhrenwerte während einer langen Betriebsdauer ist in Tabelle 2 angeführt. *Matuschek*

Literatur

[1] Kommerzielle Verstärkerröhren mit großer Zuverlässigkeit. radio und fernsehen 9 (1960) H. 23 S. 742 bis 745

[2] Matuschek: Neue tschechoslowakische Röhren. radio und fernsehen 11 (1962) H. 4 S. 117

[3] Kubát: Die Lebensdauer und Zuverlässigkeit von Elektronenröhren mit besonderer Qualität. Sdělovací technika 11 (1963) H. 4 S. 127 bis 130

Fachbücher

Egon Kramer und Heinz Dobesch

Hochfrequenz- und Videomeßtechnik

Kleine Bibliothek für Funktechniker
VEB Verlag Technik, Berlin, 1963
123 Seiten, 136 Bilder, broschiert 8,80 DM

Der erste Teil des vorliegenden Fachbuches beschäftigt sich mit der HF-Meßtechnik, und zwar auf einem Frequenzgebiet, das von 100 kHz bis zu einigen GHz reicht. Hierbei wird besonders auf den Aufbau und die Wirkungsweise der verschiedenen Meßgerätetypen eingegangen. Außerdem wird auf spezielle Bedingungen der HF-Meßtechnik aufmerksam gemacht, die sich von der Technik bei Gleichstrom, bei Wechselstrom und auch bei der Tonfrequenztechnik grundsätzlich unterscheiden. Der hier behandelte Stoff ist so klar und übersichtlich dargestellt, daß das Buch hilft, anfallende Meßaufgaben erfolgreich zu lösen. Aus der Fülle des reichhaltigen Inhalts seien nachfolgend einige Themen genannt:
Einteilung der Meßgeräte, HF-Spannungsmessung, Feldstärkemessung, HF-Leistungsmessung, Phasen- und Gruppenlaufzeitmessung, R-, L- und C-Messung und Gütefaktorbestimmung, Meßleitungen, Meßgeneratoren, Modulationsgradmessungen, Wartung und Pflege der Meßgeräte.
Der zweite Teil behandelt die Videomeßtechnik. Zur Übertragung eines Fernsehsignals wird ein Frequenzband von 0 bis etwa 10 MHz benötigt. Für die Videomeßtechnik können jedoch nur zum Teil die in diesem Frequenzbereich handelsüblichen Geräte verwendet werden. Die Eigenarten der Fernsehtechnik erfordern auch eigene Meßverfahren und Meßgeräte, und nur diese werden im zweiten Teil behandelt.
Ausgehend von den Aufgaben der Videomeßtechnik werden unter anderem das Fernsehsignal, zahlreiche Meßverfahren — z. B. Messung der Impulsverformung, der Nichtlinearität, der geometrischen Verzerrungen, der Synchron- und Austastimpulse — beschrieben. Den Abschluß dieses Abschnittes bilden wichtige Begriffe aus der Fernsehtechnik.
Auf größere mathematische Abhandlungen wurde verzichtet. Die physikalischen Erläuterungen sind sehr gut herausgearbeitet. Dieses Fachbuch stellte eine wertvolle Ergänzung der vorhandenen Literatur dar. *Belter*

Theo Reck, DM 2 AXO

UHF-Empfänger

Band 33 der Broschürenreihe
„Der praktische Funkamateur“
Deutscher Militärverlag, Berlin, 1963
95 Seiten, 54 Bilder, mehrere Tafeln
broschiert 1,90 DM

Ein ebenso wichtiges wie anspruchsvolles Thema behandelte Theo Reck; die Beschäftigung der DDR-Funkamateure mit UHF-Fragen kommt nur langsam in Fluß. Aber es ist ein gewaltiges Projekt, die Thematik „UHF-Empfänger“ in einer Broschüre abzuhandeln. Der Verfasser kann dies nur tun, indem er vieles voraussetzt, was anderswo in der Amateurliteratur bereits erklärt wurde. Und er muß sich knapp fassen, was bei der Theorie ja immer etwas problematisch ist. So sind die Ausführungen über Leitungskreise etwas dürftig geraten. Außerdem hätte man in den Vordergrund nicht die (strahlende) Lecherleitung, sondern die Koaxialleitung (Topfkreise) stellen sollen. Der bei den UHF so wichtige Skin-Effekt fehlt — ist er vergessen worden? Dafür ist der praktische Teil mit zahlreichen Schaltungen und Aufbauhinweisen sehr gut — offenbar liegt hier Recks Stärke.
Bei den Meßgeräten hätte man sich mehr über das Reflektometer in seinen bekannten Amateurausführungen (mikey-match) gewünscht, doch kann dies in einer Nachauflage sicherlich hinzugefügt werden. Vielleicht sollten auch noch einige Ausführungen über Esakidioden hinzukommen, die für den Amateur auch in der DDR eine zunehmende Bedeutung gewinnen. Aber im großen und ganzen darf man für seine 1,90 DM wirklich zufrieden sein.
Eine Broschüre ist eben kein Buch! Gesamturteil: guter Durchschnitt, in der Praxis stärker als in der Theorie, unbedingt lesenswert. *Streng*

Neuerscheinungen aus dem VEB Verlag Technik

Georg-Fritz Berg
Reihe Automatisierungstechnik Heft 3
Hydraulische Steuerungen
2., bearbeitete Auflage
94 Seiten, 56 Bilder, 2 Tafeln, kartoniert 4,80 DM

Herbert Hartig
Schriftenreihe Arbeitsschutz Heft 15
Lärmbekämpfung in der Industrie
Grundlagen und Beispielsammlung
140 Seiten, 55 Bilder, kartoniert 6,50 DM

W. A. Iljin
Fernsteuerung dezentralisierter Anlagen
Übersetzung aus dem Russischen
120 Seiten, 58 Bilder, kartoniert 9,80 DM

Gunter Schwarze
Reihe Automatisierungstechnik Heft 1
Grundbegriffe der Automatisierungstechnik
2., überarbeitete Auflage
80 Seiten, 65 Bilder, kartoniert 4,80 DM

Lautsprecher-Reparaturen
kurzfristig, alle Fabrikate
Kurt Trentzsch,
Werkstätten
für Elektro-Akustik
Dresden A 1, Palmstraße 48
Telefon 4 21 63

Prüf-Fix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE“, Torgau

Suche drehbare Antenne
komplett zu kaufen.
Zuschriften unter 31 812 an
DEWAG-Werbung Dresden N 6

Suchen
1 Magnettonlaufwerk LW 5 oder LW 6
(ehem. Gülle und Piniek) mit oder ohne Schatulle
KREISFUNK SCHWARZENBERG
Schwarzenberg/Erzgebirge, Wildenauer Weg 1

Nicht nur Röhren, sondern auch 1016 Transistortypen



des sozialistischen wie des kapitalistischen Auslandes einschließlich der DDR und Westdeutschlands enthält mit allen wichtigen Daten das für Entwicklungsingenieure, Konstrukteure, Technologen und Radioamateure vor kurzem erschienene

Röhrentaschenbuch Band 2

von W. BEIER
9,6 × 20 cm, 695 Seiten, Halbleinen 18,80 DM

In einer übersichtlichen Tabelle wird für jede Transistortype aufgeführt:

Type
Hersteller
Art und Verwendung
Kollektorspannung
Emitterstrom
Maximale Kollektor-Spitzenspannung
Maximale Kollektor-Verlustleistung
Maximale Emitter-Gleichspannung
Eingangsleerlaufwiderstand (Kollektor offen)
Übertragungswiderstand rückw. (Emitter offen)
Übertragungswiderstand (Kollektor offen)
Ausgangsleerlaufwiderstand (Emitter offen)
Maximale zulässige Umgebungstemperatur
Bemerkungen
Sockel-Nummer

Anschließend folgt noch eine Sockelbildtabelle mit 51 Sockelbildern. Weiterhin ist für den vorgenannten Personenkreis ebenso wichtig die darauf folgende 58 Seiten umfassende Halbleitervergleichstabelle, in der die Halbleitertype und ihr Hersteller, die Art des Halbleiters und daneben die Austauschtype angegeben wird.

Der weitere Inhalt umfaßt:

Fernsehbild- und Dreifarbenbildröhren – Oszillografenröhren – Katodenstrahlröhren – Polarkoordinatenröhren – Fernsehaufnahmeröhren – Ignitronröhren – Magnetronröhren – Klystronröhren – Wanderfeldröhren – Karzinotronröhren – Quarze – Germaniumdioden – Siliziumdioden – Fotodioden – Fotozellen – Fotozellen mit Sekundärelektronenvervielfacher – Spannungsregelröhren – Strahlungszähler – Thermokreuze – Stromregelröhren – Erläuterungen – Bedeutung der Symbole – Herstellerverzeichnis

Das Buch ist durch jede Buchhandlung erhältlich.
Falls nicht, erbitten wir Ihre Bestellung direkt an den Verlag.

VEB
VERLAG TECHNIK
BERLIN



Zu verkaufen:

1 Rauschgenerator RG 61 Rochlitz
1 Fernsehkundendienst-Koffer WF, FSK 1 Nr. 311,
1 Kondensator-Mikrofon UM 57 und Netzteil UN 57, komplett mit sämtlichen Kabeln, dazu Stativ 2fach vernickelt, „Studio-Ausführung",
1 Reismann-Koffer-Verstärkeranlage 25 Watt Typ KR 56,
1 Kraftverstärker V 25 Kölleda Typ 4008 im Gehäuse,
1 Universal-Röhren-Voltmeter URV 1,
1 Oszillograph „Testoskop" Typ 4611.1. Funkwerk Dabendorf,
Einige Hundert Zeitschriften „radio und fernsehen" und „Funktechnik".

Raether, Fernseh-Werkstatt, Greifswald
Mühlenstraße 4, Telefon 24 53

Aus unserer Massenbedarfsgüter-Produktion bieten wir z. Z. sofort lieferbar an
Ringkernstelltrafo 300 VA
Güteklasse I, 1 Jahr Garantie, EVP 172,50 DM
Vorschaltspartrafo im Gehäuse, 200 VA
Güteklasse I, 1 Jahr Garantie, EVP 50,40 DM
Wiederverkäufer GAP

Radio-Quelle, Erfurt, Trommsdorffstraße 8, Fernruf 2 70 91

Einen längeren Schutz vor neuen Kontaktstörungen bietet

Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.



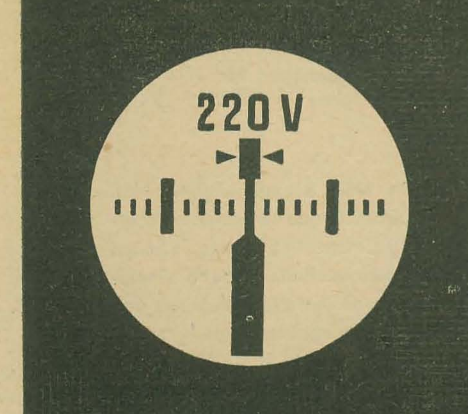
Schutzhüllen

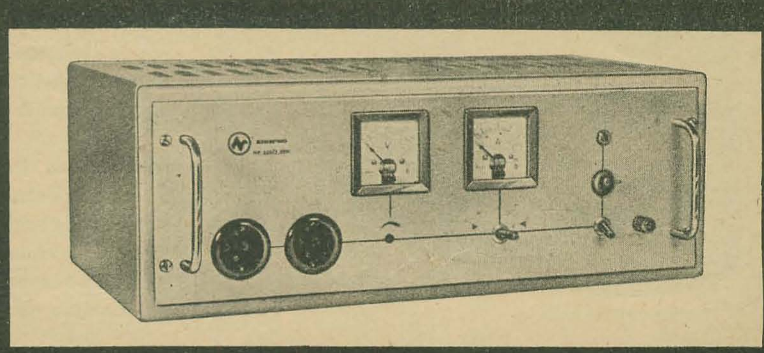
für Radio-, Fernseh- und sonstige Übertragungsgeräte

aller Größen und Ausführungen

DRESDEN N 23

Coswiger Straße 6 · Fernruf 5 34 64 / 5 39 59





STUDIENBETRIEB
AUTOMATION
KERNTECHNIK
LABOR
CHEMIE
HOCHSPANNUNGSTECHNIK

S A K L C H

Wechselspannungs-Stabilisator Typ NG 220/2,25 W

Elektronisches Regelgerät mit Transduktor zur Stabilisierung von 220 V Wechselspannung bei einer Leistung von 500/1000 VA

Kontanter Effektivwert:
Änderung der Ausgangsspannung $\leq$ 0,1 %
Regelzeitkonstante etwa 0,1 sec

Praktisch sinusförmige Ausgangsspannung
Klirrfaktor $\leq$ 3 %

statron



PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT DES HANDWERKS
FÜRSTENWALDE/SPREE, EHRENFRIED-JOPP-STR. 59

Physikalische Effekte und ihre technische Bedeutung

Dipl.-Phys. HANS JOACHIM FISCHER

Hall-Effekt

Fachgebiet Magnetismus

Dies ist ein Potentialabfall durch galvanomagnetische Ursachen. Der Effekt wurde von Hall 1879 bei Arbeiten an Goldblattstreifen an der John-Hopkins-Universität entdeckt. Wenn ein Strom i über zwei gegenüberliegende Seiten eines metallischen Streifens geleitet wird, werden die bewegten Ladungen e durch ein senkrecht zur Stromflußrichtung angelegtes Magnetfeld H abgelenkt, und es entsteht in der zu den beiden erstgenannten senkrechten Richtung ein Potentialabfall E, der meßbar ist. E ist umgekehrt proportional dem Abfall d und direkt dem Produkt Hi. Es gilt

$$E = RHi/d \quad R = \text{Hallkonstante}$$

Eisen, Kobalt, Antimon und Zink haben positiven Hallkoeffizienten. Silber, Gold, Platin, Wismut, Nickel, Aluminium und Kupfer haben negativen Hallkoeffizienten. Als Anwendung werden Hallsonden zur Ausmessung von Magnetfeldern, Hallmultiplikatoren und Beweglichkeitsmessungen von Trägern in Halbleitern genannt. Zahlenwerte:

Wismut

$R = 6{,}9 \cdot 10^{-8}$ Vcm/A Gauß bei $+15\,°C$

$2{,}5 \cdot 10^{-8}$ Vcm/A Gauß bei $+90\,°C$

Tellur

$R = 60 \cdot 10^{-8}$ Vcm/A Gauß bei $+15\,°C$

Germanium

$R = 8000 \cdot 10^{-8}$ Vcm/A Gauß bei $+25\,°C$

(spez. Wid. 5,7 Ω cm)

Herschel-Effekt

Fachgebiet Fotografie

Die entwickelbare Dichte des Bildes auf einer fotografischen Platte wird verringert durch Nachbelichtung mit Strahlung langer Wellenlänge. Rotes und ultrarotes Licht beseitigen also zum Teil das vom weißen Licht erzeugte latente Bild. Eine genaue Vorstellung vom Mechanismus des Herschel-Effekts besteht heute noch nicht.

Hertz-Effekt

Fachgebiet Elektrizität

1887 entdeckte Hertz, daß eine Funkenentladung zwischen Metallelektroden dann bei einer niedrigeren Spannung als normal einsetzt, wenn die Katode der Funkenstrecke mit ultraviolettem Licht bestrahlt wird. Der Fotoeffekt bewirkt hier eine Vorionisation.

Joffé-Effekt

Fachgebiet Mechanik

Dieser Effekt betrifft Ionenkristalle, die bei der mechanischen Beanspruchung gleichzeitig unter Einwirkung eines Lösungsmittels stehen. Der Effekt wurde 1924 an Steinsalz beobachtet. Die Einwirkung des Lösungsmittels zeigt sich in einer erheblichen Erhöhung der Plastizität und Festigkeit (Festigkeit 25mal größer als Trockenfestigkeit). Je mehr vom ursprünglichen Kristall abgelöst ist, desto höher wird die Festigkeit. Die Kristallorientierung hat keinen Einfluß. Eine eindeutige Erklärung des Effekts ist noch nicht zu geben. Joffé deutet ihn als einen Oberflächeneffekt, bei dem durch das Lösungsmittel Risse beseitigt werden. Andere Annahme: Wasser dringt in die Fehlstellen des Gitters ein und ergibt höhere Plastizität.

Johnsen-Rahbeck-Effekt

Fachgebiet Elektrizität

Wird auf eine Platte aus einem Halbleiter (z. B. Solnhofer Schiefer, Achat), deren untere Fläche mit einer festanliegenden Metallfolie versehen ist, eine Metallscheibe gebracht und zwischen beide Elektroden eine Spannung von etwa 200 V gelegt, so ziehen sich die Platten stark an. Es sind Kräfte von etwa 1 kp nötig, sie zu trennen. Es fließt ein Strom von etwa 1 mA. Die Berührung findet nur punktweise statt, die Anziehung ist elektrostatisch, an den Spitzen ergibt sich eine hohe Feldstärke und damit große Coulomb-Kraft. Ein Halbleiter muß verwendet werden, weil ein Isolator die Spannung nicht auf die andere Seite überträgt. Benutzte Materialien, Lithografenstein, Achat gesintertes Magnesiumoxyd, Titandioxyd. Flüssigkeiten: Pyranol, Mineralöl, Lanolin. Der Effekt kann als elektrostatische Kupplung verwendet werden. überträgt jedoch nur kleinere Drehmomente, verglichen mit der Magnetkupplung. Ein Lautsprecher ist gebaut worden: Das NF-Signal modifiziert die Reibung zwischen einem rotierenden Achatzylinder und einem an der Membran befestigten federverspannten Zinnfolienband, das den Zylinder mit 180° umschlingt. Reibungskraft variiert mit der fünften Potenz der Spannung im Bereich von 25 bis 300 V. Bei Flüssigkeiten heißt der Effekt „Winslow-Effekt“.

Jones-Effekt

Fachgebiet Chemie

Die Oberflächenspannung einer Salzlösung nimmt zuerst bei steigender Salzkonzentration ab, dann wächst sie, wenn die Normalität der Lösung gesteigert wird.

Joule-Effekt

Fachgebiet Magnetismus

Der Joule-Effekt ist eine durch longitudinale Magnetisierung bedingte Längenänderung eines ferromagnetischen Stoffes. Der Effekt besitzt nur eine kleine Größe, er hängt von Druck und Temperatur ab und ist bei Nickel am größten. Es treten Volumenänderungen und transversale Änderungen auf. Größenordnung:

Eisen-Kohlenstoff-Legierung

$H = 1800$ Gauß $\Delta L/L = -7{,}53 \cdot 10^{-6}$

Eisen-Kobalt-Legierung

$H = 550$ Gauß $\Delta L/L = 64{,}67 \cdot 10^{-6}$

Joule-Thomson-Effekt

Fachgebiet Wärme

Es bestehen molekulare Kräfte zwischen den Gasmolekülen. Bei einer Expansion des Gases werden die Moleküle weiter voneinander getrennt. Für weitere Expansion müssen die molekularen Kräfte überwunden werden, was Energie erfordert. Diese wird von der Wärmeenergie des Gases geliefert, womit seine Temperatur erniedrigt wird. ΔT ist proportional Δp. Es gilt

$$T = \frac{(P_1 - P_2)\,289}{4\,T_1}$$

P_1 = Druck in atm. vor der Drosselung, P_2 danach, T_1 = Gastemp. vor der Expansion in °K. Bei Luft ist der Joule-Thomson-Koeffizient $= (dT/dp)_h$ (bei konstanter Enthalpie) $= 1200$ °C/atm bei 20 atm. Druck und -150 °C als Anfangsbedingungen. Mit Hilfe dieses Effektes ist die Luftverflüssigung durch Linde-Maschinen möglich. Das Verfahren arbeitet bei Hochdruck (100 bis 200 atm.).

Kerr-Effekt I (elektrostatisch)

Fachgebiet Optik

Einige Stoffe, die normalerweise isotrop sind, werden doppelbrechend, wenn sie einem elektrischen Feld ausgesetzt werden. Dabei ist der Brechungsindex für Licht, dessen elektrischer Vektor parallel zum angelegten elektrischen Feld liegt, verschieden von dem für senkrecht dazu schwingendes Licht. Linear polarisiertes Licht, das Komponenten senkrecht und parallel zum elektrischen Feld hat, wird elliptisch polarisiert, wenn es durch eine Substanz mit Kerr-Effekt tritt. Wird vor der Kerrzelle ein Polarisator (Nicolsches Prisma, Herotar) so orientiert, daß der elektrische Vektor des Lichtes 45° zum elektrischen Feld der Kerrzelle hat, und wird dieser ein um 90° gegen den Polarisator verdrehter Analysator nachgeschaltet, so herrscht ohne angelegtes Feld am Ausgang Dunkelheit. Der lichtoptische „Verschluß“ wird durch eine angelegte Spannung geöffnet. Die moderne Impulstechnik gestattet Öffnungszeiten bis herab zu $5 \cdot 10^{-9}$ Sekunden. Kerr-Effekt-Lichtmodulatoren werden in der Kurzzeitfotografie und zur Lasermodulation angewendet. Es gilt

$$\sigma = 2KLE^2$$

σ = Zeit-Phasendifferenz-Winkel in Radianen zwischen den Komponenten des polarisierten Lichts, K = Kerrkonstante, L = Weg, auf dem die elektrische Feldstärke wirkt, in cm, E = elektrische Feldstärke in cgs-Einheiten. Die Kerrkonstante ist sowohl temperatur- als auch wellenlängenabhängig. Eine Kerrzelle mit Nitrobenzol (2 cm Plattenlänge, 0,5 cm Plattenabstand erfordert 15000 V für volle Öffnung, dabei tritt 25% des einfallenden unpolarisierten Lichts durch. Mit Hilfe des Kerr-Effekts haben 1928 Karolus und Mittelstaedt die Lichtgeschwindigkeit gemessen. Die Tabelle gibt einige Werte von geeigneten Substanzen an.

Tabelle: Kerrkonstante, spezifischer Widerstand und DK

	K	ϱ $\Omega \cdot$ cm	DK
CS_2	$3{,}6 \cdot 10^{-7}$	10^{16}	2,5
$CH\,Cl_3$	$-3\,2 \cdot 10^{-7}$	10^{8}	5,0
C_3H_6O	$16 \cdot 10^{-7}$	10^{7}	20,0
$C_6H_5NO_2$	$400 \cdot 10^{-7}$	10^{10}	36,0

Fortsetzung in Heft 19 (1963)

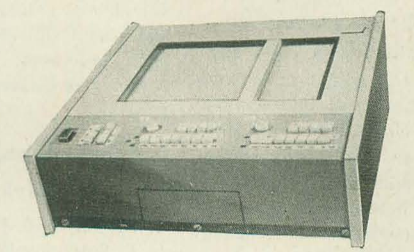
RAFENA

RFT

Rafena-Fernsehgeräte in Großserien von technisch-qualifizierten Mitarbeitern und namhaften Fachkräften für Formgestaltung geschaffen, entsprechen dem neuesten Stand der Technik und werden höchsten Ansprüchen gerecht

VEB RAFENA WERKE RADEBERG

Auch Ihre Registrierprobleme finden ihre Lösung mit dem



xy-Schreiber endim 2200

Der vielseitige Zweikoordinatenschreiber mit dem außergewöhnlichen Bedienungskomfort

Hohe Genauigkeit von besser als 0,5 %
Papierformat DIN A 3 (297 × 420 mm)
14 Meßbereiche von 400 V bis 10 mV für Vollaussteuerung

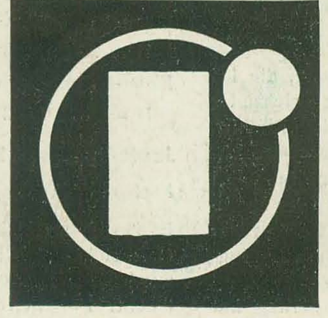
Universell einsetzbar in der gesamten Meßtechnik

Anschlußmöglichkeiten für Zusatzgeräte, fahrbarer Wagen als Sonderzubehör

Teilen Sie noch heute Ihre Wünsche mit an







veb rechenelektronik glashütte

Glashütte/Sachsen, August-Bebel-Straße 15/17 Telefon 541-544

33103